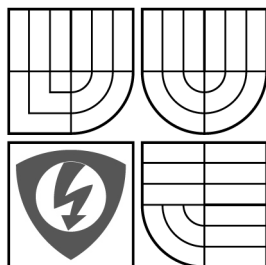


VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ
ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY



FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

ELEKTRONICKY PŘELADITELNÝ HARMONICKÝ OSCILÁTOR

ELECTRONIC TUNABLE HARMONIC OSCILLATOR

DIPLOMOVÁ PRÁCE
MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE
AUTHOR

Bc. JIŘÍ VESELÝ

VEDOUCÍ PRÁCE
SUPERVISOR

Ing. ROMAN ŠOTNER

BRNO, 2010

LICENČNÍ SMLOUVA POSKYTOVANÁ K VÝKONU PRÁVA UŽÍT ŠKOLNÍ DÍLO

uzavřená mezi smluvními stranami:

1. Pan/paní

Jméno a příjmení: Bc. Jiří Veselý
Bytem: Sportovní 582, Konice, 798 52
Narozen/a (datum a místo): 9. dubna 1984 v Moravské Třebové

(dále jen „autor“)

a

2. Vysoké učení technické v Brně

Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií
se sídlem Údolní 53, Brno, 602 00
jejímž jménem jedná na základě písemného pověření děkanem fakulty:
prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida, předseda rady oboru Elektronika a sdělovací technika
(dále jen „nabyvatel“)

Čl. 1

Specifikace školního díla

1. Předmětem této smlouvy je vysokoškolská kvalifikační práce (VŠKP):

- ☐ disertační práce
- ☒ diplomová práce
- ☐ bakalářská práce
- ☐ jiná práce, jejíž druh je specifikován jako
(dále jen VŠKP nebo dílo)

Název VŠKP: Elektronicky přeladitelný harmonický oscilátor

Vedoucí/ školitel VŠKP: Ing. Roman Šotner

Ústav: Ústav radioelektroniky

Datum obhajoby VŠKP: _____

VŠKP odevzdal autor nabyvateli*:

- ☒ v tištěné formě – počet exemplářů: 2
- ☒ v elektronické formě – počet exemplářů: 2

2. Autor prohlašuje, že vytvořil samostatnou vlastní tvůrčí činností dílo shora popsané a specifikované. Autor dále prohlašuje, že při zpracovávání díla se sám nedostal do rozporu s autorským zákonem a předpisy souvisejícími a že je dílo dílem původním.

3. Dílo je chráněno jako dílo dle autorského zákona v platném znění.

4. Autor potvrzuje, že listinná a elektronická verze díla je identická.

* hodící se zaškrtněte

Článek 2

Udělení licenčního oprávnění

1. Autor touto smlouvou poskytuje nabyvateli oprávnění (licenci) k výkonu práva uvedené dílo nevýdělečně užít, archivovat a zpřístupnit ke studijním, výukovým a výzkumným účelům včetně pořizování výpisů, opisů a rozmnoženin.
2. Licence je poskytována celosvětově, pro celou dobu trvání autorských a majetkových práv k dílu.
3. Autor souhlasí se zveřejněním díla v databázi přístupné v mezinárodní síti
 - ☒ ihned po uzavření této smlouvy
 - ☐ 1 rok po uzavření této smlouvy
 - ☐ 3 roky po uzavření této smlouvy
 - ☐ 5 let po uzavření této smlouvy
 - ☐ 10 let po uzavření této smlouvy(z důvodu utajení v něm obsažených informací)
4. Nevýdělečné zveřejňování díla nabyvatelem v souladu s ustanovením § 47b zákona č. 111/ 1998 Sb., v platném znění, nevyžaduje licenci a nabyvatel je k němu povinen a oprávněn ze zákona.

Článek 3

Závěrečná ustanovení

1. Smlouva je sepsána ve třech vyhotoveních s platností originálu, přičemž po jednom vyhotovení obdrží autor a nabyvatel, další vyhotovení je vloženo do VŠKP.
2. Vztahy mezi smluvními stranami vzniklé a neupravené touto smlouvou se řídí autorským zákonem, občanským zákoníkem, vysokoškolským zákonem, zákonem o archivnictví, v platném znění a popř. dalšími právními předpisy.
3. Licenční smlouva byla uzavřena na základě svobodné a pravé vůle smluvních stran, s plným porozuměním jejímu textu i důsledkům, nikoliv v tísní a za nápadně nevýhodných podmínek.
4. Licenční smlouva nabývá platnosti a účinnosti dnem jejího podpisu oběma smluvními stranami.

V Brně dne: 30. června 2010

.....

Nabyvatel

.....

Autor

Abstrakt

V této práci jsou popsány vlastnosti a základní parametry aktivních funkčních bloků (OPA, VCA, OTA, CFA, CC), které lze využít pro konstrukci harmonických oscilátorů. Dále jsou rozebrány základní principy generátorů harmonického signálu. Důraz je kladen na zpětnovazební oscilátory. V další části práce je pět konkrétních řešení harmonických laditelných oscilátorů. Pro tyto oscilátory jsou uvedeny základní vztahy, hlavní vlastnosti zjištěné simulacemi a výsledky citlivostní a toleranční analýzy. V poslední části práce jsou vybrána tři řešení realizována a měřením zjištěny jejich vlastnosti.

Klíčová slova

Harmonický laditelný oscilátor, elektronické ladění, aktivní funkční bloky, transkonduktanční zesilovač, zpětná vazba, stabilizace amplitudy kmitů, kmitočtový rozsah, kmitočtové spektrum, náhradní model.

Abstract

This masters project describes properties and primary parameters of active function blocks (OPA, VCA, OTA, CFA, CC) usable in construction of harmonic oscillators. Basic principles of harmonic generators, especially feedback oscillators, are introduced. In next section are presented five particular schematics of harmonic tuned oscillators. For this oscillators are indicated basic formulas, essential qualities performed by simulations and results of sensitivity and tolerance analysis. In the last part of diploma thesis there are selected three circuits which are made and their features are measured.

Keywords

Harmonic tuned oscillator, electronic tuned, active functional blocky, transconductance amplifier, feedback, stabilization amplitude of oscillation, frequency range, frequency spectrum, alternate model.

Bibliografická citace dle ČSN ISO 690:

VESELÝ, J. *Elektronicky přeladitelný harmonický oscilátor*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2010. 79 s. Vedoucí diplomové práce Ing. Roman Šotner.

Prohlášení

Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma Elektronicky přeladitelný harmonický oscilátor jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího semestrálního projektu a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením tohoto projektu jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

V Brně dne 30. června 2010

.....
podpis autora

Poděkování

Děkuji vedoucímu diplomové práce Ing. Romanu Šotnerovi za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé diplomové práce.

V Brně dne 30. června 2010

.....
podpis autora

Obsah

1 Úvod	9
2 Moderní funkční bloky	10
2.1 Operační zesilovač	10
2.2 Řízený zesilovač napětí	11
2.3 Transkonduktanční zesilovač	12
2.4 Zesilovač s proudovou zpětnou vazbou	13
2.5 Proudový konvektor	14
3 Generátory harmonických kmitů	16
3.1 Základní parametry	16
3.2 Harmonické oscilátory	16
3.2.1 Rozdělení harmonických oscilátorů	17
3.2.2 Princip zpětnovazebních oscilátorů	17
3.3 Funkční generátory s tvarovači signálu	19
3.4 Kmitočtové syntezátory	19
4 Návrh harmonických oscilátorů	20
4.1 Jednoduchý oscilátor se třemi OTA	20
4.1.1 Principiální schéma a určení základních vztahů	20
4.1.2 Návrh obvodových prvků	22
4.1.3 Výsledky simulací a analýz	23
4.1.4 Zhodnocení	27
4.2 Oscilátor se čtyřmi OTA	27
4.2.1 Principiální schéma a určení základních vztahů	27
4.2.2 Návrh obvodových prvků	29
4.2.3 Výsledky simulací a analýz	29
4.2.4 Zhodnocení	32
4.3 Oscilátor využívající tři prvky OTA	33
4.3.1 Principiální schéma a určení základních vztahů	33
4.3.2 Návrh obvodových prvků	34
4.3.3 Výsledky simulací a analýz	34
4.3.4 Zhodnocení	37
4.4 Oscilátor využívající čtyř prvků OTA	38
4.4.1 Principiální schéma a určení základních vztahů	38
4.4.2 Návrh obvodových prvků	39
4.4.3 Výsledky simulací a analýz	40
4.4.4 Zhodnocení	43
4.5 Jednoduchý oscilátor s CFA	43
4.5.1 Principiální schéma a určení hlavních vztahů	43

4.5.2 Návrh obvodových prvků	44
4.5.3 Výsledky simulací a analýz	44
4.5.4 Zhodnocení	47
5 Praktická realizace oscilátorů	48
5.1 Řízení kmitočtu oscilací.....	48
5.2 Automatická stabilizace amplitudy kmitů.....	51
5.3 Oscilátor se čtyřmi OTA	52
5.3.1 Návrh konkrétního obvodu	52
5.3.2 Výsledky měření a simulací	53
5.3.3 Zhodnocení	59
5.4 Oscilátor se třemi OTA	59
5.4.1 Návrh konkrétního obvodu	59
5.4.2 Výsledky měření a simulací	60
5.4.3 Zhodnocení	64
5.5 Oscilátor využívající čtyři prvky OTA	64
5.5.1 Návrh konkrétního obvodu	64
5.5.2 Výsledky měření a simulací	65
5.5.3 Zhodnocení	69
6 Závěr	70
7 Seznam použitých zkratk a symbolů	71
8 Seznam literatury a informačních zdrojů.....	72
9 Přílohy	74
A Oscilátor se čtyřmi OTA	74
A.1 Celkové obvodové zapojení.....	74
B Oscilátor se třemi OTA	75
B.1 Celkové obvodové zapojení.....	75
B.2 Kompletní obvodové zapojení pro návrh DPS	76
B.3 Deska plošného spoje – top	77
B.4 Deska plošného spoje – bottom	77
B.5 Osazovací výkres.....	78
B Oscilátor využívající čtyři prvky OTA.....	79
C.1 Celkové obvodové zapojení.....	79

1 Úvod

Při vypracování semestrálního projektu 1 byly získány teoretické znalosti z oblasti moderních funkčních bloků a na nich postavených přeladitelných harmonických oscilátorů. V rámci semestrálního projektu 2 bylo na základě získaných teoretických znalostí navrženo několik základních obvodů oscilátorů, simulacemi byla ověřena jejich činnost a zjištěny nejdůležitější vlastnosti. Cílem diplomové práce je realizovat jedno vybrané zapojení doplněné o elektronické řízení kmitočtu a stabilizaci amplitudy kmitů. Na funkčním vzorku pak měřením ověřit jeho činnost a vlastnosti.

Obvody oscilátorů byly vybírány přednostně s ohledem na přeladitelnost oscilačního kmitočtu v širokém rozsahu (do jednotek MHz), stabilitu amplitudy výstupního signálu a jednoduchost realizace. Podmínkou je použití moderních aktivních prvků. Při výběru zapojení je též výrazně zohledňována i dostupnost těchto aktivních bloků.

Základnímu popisu vhodných moderních funkčních bloků a hlavním parametrům je věnována druhá kapitola. Ve třetí kapitole je stručně rozebrán základní princip oscilátorů a jejich rozdělení podle možností realizace. Ve čtvrté kapitole je uvedeno pět základních obvodů harmonických oscilátorů, které umožňují elektronické ladění generovaného kmitočtu. Ke každému řešení přísluší základní principiální vztahy i vztahy zohledňující skutečné parametry aktivních bloků získané programem SNAP. Dále jsou ke každému oscilátoru uvedeny hlavní vlastnosti zjištěné simulacemi programem OrCAD, výsledky toleranční analýzy z téhož programu a výsledky citlivostní analýzy získané programem Matlab. V rámci páté kapitoly je proveden návrh konkrétních zapojení včetně elektronického řízení kmitočtu a stabilizace amplitudy kmitů. Dále jsou uvedeny základní charakteristiky změřené na těchto funkčních obvodech.

2 Moderní funkční bloky

Rozvoj elektroniky a technologie přináší neustálé zlepšování parametrů stávajících a vývoj nových aktivních bloků. Všeobecně se zejména zlepšuje použitelnost těchto prvků do vyšších kmitočtů (až desítky MHz). Několik typů navíc umožňuje elektronické řízení některého parametru těchto bloků. V následujícím textu uvedené nové nebo modifikované aktivní prvky lze s výhodou využít při návrhu analogových obvodů, mezi něž patří i zdroje harmonického signálu s přeladitelným kmitočtem oscilací.

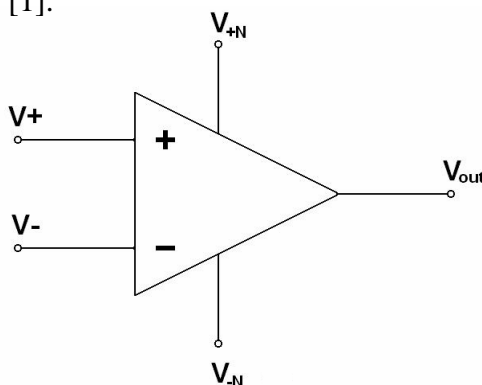
Obecně mohou obvody pracovat ve třech různých režimech tzv. módech. Označení módu, ve kterém obvod pracuje, vychází z principu jeho činnosti. Při použití proudu jako veličiny nesoucí informaci jde o obvod v proudovém módu. Analogicky pak platí, že v případě, kdy veličinou nesoucí informaci je napětí, jde o obvod pracující v napěťovém módu. Při operaci s napětím i proudem jde o obvody v módu smíšeném. Aktivní funkční bloky jsou vyráběny pro práci buď v proudovém nebo napěťovém módu. Smíšený mód vzniká při kombinaci těchto prvků v rámci jednoho obvodu. V následujícím textu budou rozebrány hlavní vlastnosti aktivních prvků pracujících v napěťovém i proudovém módu.

Mezi moderní aktivní bloky patří:

- operační zesilovače (OPA)
- napěťově řízené zesilovače (VCA)
- transkonduktanční zesilovače (OTA)
- transimpedanční zesilovače (CFA)
- proudové konvejory (CC)
- proudové zesilovače (CA)
- diferenční proudové transkonduktanční zesilovače (CDTA)

2.1 Operační zesilovač

Operační zesilovač (OPA = Operational Amplifier) je nejrozšířenějším a nejpoužívanějším moderním aktivním prvkem současnosti. Z principu se jedná o zdroj napětí řízený napětím (VCVS). Obvykle využívaná schématická značka je uvedena na obr. 2.1. Operační zesilovač má dva signálové vstupy – invertující (obrací polaritu výstupního signálu vůči vstupnímu) a neinvertující (nemění polaritu výstupního signálu vůči vstupnímu). Dále dva vstupy pro stejnosměrné napájení (kladné a záporné polarity) a jeden signálový výstup. Některé speciální OPA mohou mít další vstupy např. pro nulování offsetu, pro nastavení klidového odběru a další viz. [1].



Obr. 2.1 Schématická značka operačního zesilovače

Charakteristickou veličinou operačního zesilovače je napěťové zesílení A . OPA jsou vyráběny ve velkém množství skupin různých vlastností, dle účelu využití. Pro konstrukci harmonického oscilátoru pracujícího do nízkých jednotek MHz jsou hlavní kmitočtové parametry operačních zesilovačů. V tab. 2.1 je pro příklad uvedeno několik typů rychlých OPA, různých výrobců, společně s hlavními parametry: tranzitním kmitočtem f_T (kmitočtem, kdy je zesílení prvku právě rovno jedné), vlastním šumem prvku V_N a maximální rychlost přeběhu SR (=Slew Rate). Další důležité parametry jsou uvedeny v příslušných datasheetech, viz. [2], [3], [4], [5], [6], [7]. Tranzitní kmitočet je vždy (dle údajů výrobce) uváděn pro malý rozkmit výstupního signálu.

Výrobce	Typ	f_T [MHz]	V_N [nV / \sqrt{Hz}]	SR [V / μs]
National Semiconductor	LMH6624	1500	0,92 (při $f > 1MHz$)	1400
National Semiconductor	LMH6609	900	3,10 (při $f > 1MHz$)	1400
Texas Instruments	OPA846	1750	1,20	625
Texas Instruments	OPA843	800	2,00	1000
Analog Devices	AD8045	1000	3,00	1350
Maxim	MAX4304	740	2,10	1400

Tab. 2.1 Vybrané typy OPA s hlavními parametry

Klasické operační zesilovače jsou použitelné ke konstrukci oscilátorů, avšak narozdíl od některých dalších aktivních bloků, neumožňují přímé řízení svého charakteristického parametru. Možnost změny zesílení, tak u běžných OPA musí zajišťovat jiné prvky zapojené ve společném obvodu.

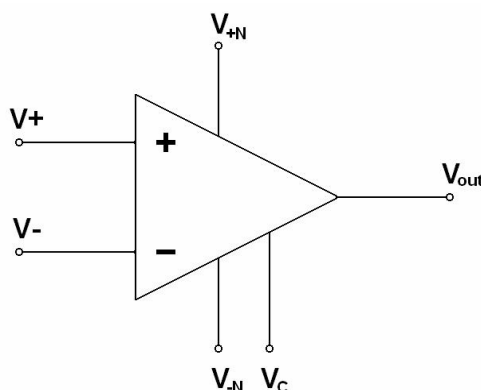
2.2 Řízený zesilovač napětí

Řízený zesilovač napětí (VCA = Voltage-Controlled Amplifier) je modifikací běžného OPA. V pouzdře VCA je krom primárního operačního zesilovače integrován další obvod (např. druhý OPA), který zprostředkovává řízení zesílení primárního zesilovače.

V současné době poměrně rozsáhlou skupinu VCA tvoří zesilovače s programovatelnou úrovní zesílení (programmable variable gain amplifier). Tyto prvky umožňují změny zesílení ve velmi širokém rozsahu a dosahují i vysokých tranzitních kmitočtů, avšak pro konstrukci oscilátorů nejsou vhodné, protože u nich není možná spojitá změna zesílení.

VCA má, stejně jako operační zesilovač dva signálové vstupy (invertující a neinvertující označené znaménky „-“ a „+“), dva napájecí vstupy (pro kladné a záporné napájení), signálový výstup a speciální vstup pro napěťové řízení zesílení zesilovače. Schematická značka, se kterou je možné se setkat je uvedena na obr. 2.2. Další varianty řízených zesilovačů napětí mohou krom uvedeného mít navíc např. dvojitý diferenční výstup,

diferenční vstupy, vstup pro referenční signál a další úpravy umožňující různá specifická použití.



Obr. 2.2 Schématická značka řízeného zesilovače napětí

Charakteristickým parametrem VCA je napěťové zesílení a meze, ve kterých je možné jej měnit. V tab. 2.2 jsou uvedeny dva příklady řízených napěťových zesilovačů společně s hlavními parametry: rozsahem zesílení GR , tranzitním kmitočtem f_T , vlastním šumem prvku V_N , rychlostí přeběhu SR a maximální rychlostí změny zesílení GSR (= Gain Slew Rate). Další parametry je možno nalézt v příslušných datasheetech, viz. [8], [9].

Výrobce	Typ	GR [dB]	f_T [MHz]	V_N [nV / \sqrt{Hz}]	SR [V / μs]	GSR [dB / μs]
Texas Instruments	VCA810	80 (± 40)	35	2,40	350	900
Burr-Brown	VCA610	80 (± 40)	30	2,20	60	300

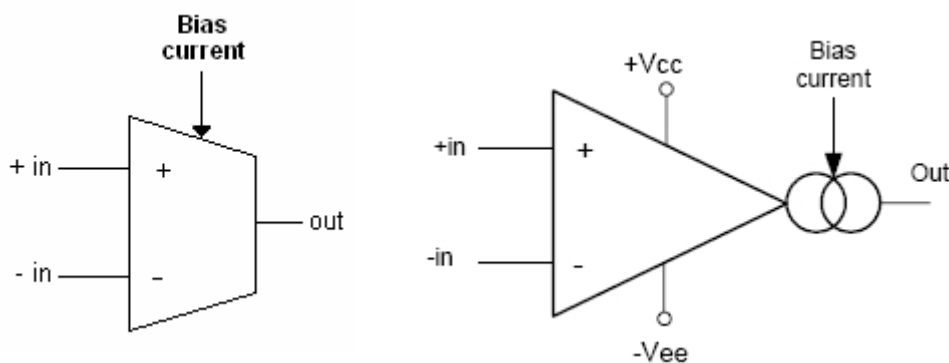
Tab. 2.2 Vybrané typy VCA s hlavními parametry

Řízené zesilovače napětí lze s výhodou použít při konstrukcích oscilátorů, kde mohou zejména plnit úlohu prvků udržujících stabilní úroveň výstupního harmonického signálu a prvků určených k nastavení rozkmitu výstupního signálu.

2.3 Transkonduktanční zesilovač

Transkonduktanční zesilovač (OTA = Operation Transconductance Amplifier) patří mezi moderní aktivní bloky, jež nacházejí stále širší praktické uplatnění. Z hlediska principiálního se jedná o zdroj proudu řízený napětím (VCCS) a jde o obvod pracující v proudovém módu.

Schematické značky, se kterými je možné se běžně setkat, jsou uvedeny na obr. 2.3 a 2.4. Transkonduktanční zesilovač má, podobně jako OPA nebo VCA, dva signálové vstupy (invertující a neinvertující označené znaménky „-“ a „+“), dva vstupy pro napájení (kladné a záporné) a jeden signálový výstup. Je též možné se setkat s OTA vybavenými diferenčními výstupy, jež jsou označovány BOTA (= Balanced OTA). Specialitou transkonduktančních zesilovačů pak je vstup pro proudové řízení transkonduktance g_m zesilovače.



Obr. 2.3 a 2.4 Běžně užívané schematické značky transkonduktančního zesilovače

Charakteristickým parametrem OTA je tzv. transkonduktance g_m , což je prakticky převodní konstanta vstupního napětí na výstupní proud. Jednotkou transkonduktance je *Siemens* [S], což vyplývá přímo z definice transkonduktance (2.1), nebo též *Mho*.

$$g_m [S] = g_m [mho] = \frac{I[A]}{U[V]} = \frac{1}{R[\Omega]} \quad (2.1)$$

Několik vybraných typů OTA je uvedeno v tab. 2.3 společně s nejdůležitějšími parametry: tranzitním kmitočtem f_T , maximální transkonduktancí $g_{m,max}$, vlastním šumem prvku V_N a rychlostí přeběhu SR . Další parametry lze nalézt v datasheetech, viz. [10], [11], [12].

Výrobce	Typ	f_T [MHz]	$g_{m,max}$ [mS]	V_N [nV / \sqrt{Hz}]	SR [V / μs]
National Semiconductor	LM13700	2	9,6	---	50
Burr-Brown	OPA660	850	125	4,00	3000
Texas Instruments	OPA860	80	95	2,40	900

Tab. 2.3 Vybrané typy OTA s hlavními parametry

Transkonduktanční zesilovače jsou vhodné pro konstrukci harmonických oscilátorů a to například u zpětnovazebních oscilátorů, kde je možné výhodně využít říditelnosti jejich transkonduktance g_m k ladění oscilačního kmitočtu.

2.4 Zesilovač s proudovou zpětnou vazbou

Zesilovač s proudovou zpětnou vazbou (CFA = Current Feedback Amplifier), nebo též transimpedanční zesilovač, je v podstatě proudem řízeným zdrojem napětí (CCVS). Jde o obvod pracující v proudovém módu.

Schematická značka, s níž se lze běžně setkat, je shodná se značkou běžného operačního zesilovače, viz. obr. 2.1. Zesilovač s proudovou zpětnou vazbou má, podobně jako operační zesilovač, dvojici diferenčních vstupů, dvojici napájecích vstupů (pro kladné i záporné napájení) a jeden signální výstup.

Charakteristickými vlastnostmi CFA jsou napěťové zesílení A_V a transimpedance (nebo též transrezistance) R_{TR} . Transimpedance je v podstatě převodní konstantou mezi vstupním proudem a výstupním napětím.

Zesilovače s proudovou zpětnou vazbou jsou vyráběny v poměrně široké škále typů, zejména společnostmi Linear Technology, Texas Instruments, ON Semiconductor a Maxim. Několik vybraných CFA zesilovačů, uvedených společnostmi, je společně s již zmíněným napěťovým zesílením a transimpedancí, jakož i s jinými důležitými parametry: tranzitním kmitočtem f_T , vlastním šumem prvku V_N , rychlostí přeběhu SR , uvedeno v tab. 2.4. Další parametry je možno nalézt v příslušných datasheetech, viz. [14], [15], [16], [17].

Výrobce	Typ	A_V [dB]	R_{TR} [k Ω]	f_T [MHz]	V_N [nV / $\sqrt{\text{Hz}}$]	SR [V / μs]
Linear Technology	LT1395	65	100	400	4,50	800
Linear Technology	LT1228	65	200	100	20	1000
Texas Instruments	OPA684	---	355	1900	3,70	820
Texas Instruments	OPA691	---	225	2000	1,70	2100

Tab. 2.4 Vybrané typy CFA s hlavními parametry

Vzhledem ke značným dosahovaným tranzitním kmitočtům s nimi lze vytvořit harmonické oscilátory s vysokými oscilačními kmitočty. Zesilovače s proudovou zpětnou vazbou však, stejně jako operační zesilovače, neumožňují přímé řízení svého charakteristického parametru. Z tohoto důvodu je jejich použití vhodné pro oscilátory s neměnným kmitočtem. Při použití v laditelném oscilátoru musí změnu kmitočtu oscilací zajišťovat jiné prvky obvodu.

2.5 Proudový konvektor

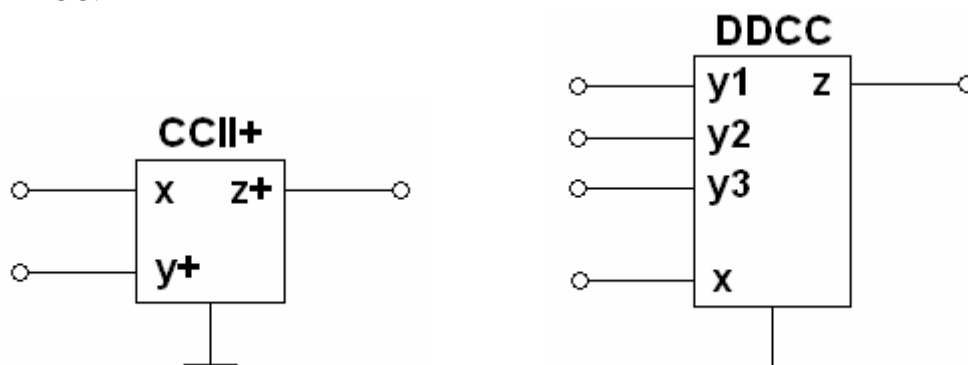
Proudový konvektor (CC = Current Conveyor) je jedním z aktivních bloků vhodných pro použití v proudovém módu. Konvekováním rozumíme sledování napětí a proudu, případně jejich sledování s inverzí. Konvektory jsou poměrně rozsáhlou skupinou moderních funkčních mnohobranů, s různě definovanými vztahy mezi branovými veličinami. Na základě jednotlivých generací a vnitřních struktur lze konvektory dělit na:

- CCI+ / CCI- → proudové konvektory první generace
- CCII+ / CCII- → proudové konvektory druhé generace
- CCIII+ / CCIII- → proudové konvektory třetí generace
- ICCx+ / ICCx- → invertující proudové konvektory první (I), druhé (II), třetí (III) generace
- DVCC / DDCC → proudové konvektory s diferenčním vysokoimpedančním vstupem
- UCC → univerzální proudový konvektor s jehož pomocí je možné realizovat téměř všechny další typy konvektorů, viz. [18].

Mimo uvedeného se konvektory dále dělí podle počtu bran na: tří-, čtyř-, pěti- a vícebranové. Podle zařazení do jednotlivých skupin se značně liší vlastnosti konkrétních prvků. Vzhledem k tomu, že teorie konvektorů je poměrně rozsáhlá a není úkolem práce,

nebude tudíž dále rozebírána. Na internetu lze nalézt mnoho různých informačních zdrojů (např. [18], [19]), popisujících různé varianty konvektorů a s nimi realizovatelná zapojení.

Na obr. 2.6 je pro příklad uvedena schematická značka tříbranového konvektoru CCII+ a na obr. 2.7 schematická značka pětibranového konvektoru s diferenčním vysokoimpedančním vstupem DDCC.



Obr. 2.5 a 2.6 Schematická značka konvektoru CCII+ a konvektoru DDCC

Ačkoliv jsou proudové konvejory známy už poměrně dlouhou dobu (viz. [18]), v podobě samostatného integrovaného obvodu jsou na trhu prakticky nedostupné. Využívány jsou jako stavební bloky ve strukturách mnoha speciálních integrovaných obvodů, kde jsou výhodou jejich dobré kmitočtové vlastnosti. Na základě proudových konvektorů je např. postavena celá skupina zesilovačů s proudovou zpětnou vazbou CFA, které byla předmětem kapitoly 2.4.

Proudové konvejory lze uplatnit v širokém množství aplikací včetně aktivních filtrů a oscilátorů. Obvody využívající těchto bloků jsou obvykle poměrně jednoduché. Velkou překážkou pro jejich uplatnění je fakt, že konvejory nejsou produkovány jakožto samostatné integrované obvody. Pouze firma Elantec Semiconductor na zakázku dodává typ EL2082 (CCII-). Jinak lze nalézt proudové konvejory jako součást jiných aktivních bloků (např. OPA615, OPA844). Poslední možností pro konstrukci obvodu s konvejory pak je sestavení tohoto prvku přímo na tranzistorové úrovni.

3 Generátory harmonických kmitů

V různých aplikacích, zejména měřicí techniky, je nutné mít k dispozici zkušební signál s nastavitelnými parametry a garantovanou přesností. Generované signály mohou být stejnosměrné, periodické, jednorázové a stochastické (šumové). Tato práce je zaměřena na generátory harmonických kmitů. Těmi mohou být laditelné harmonické oscilátory (viz. kapitola 3.2), funkční generátory s tvarovači signálu (viz. kapitola 3.3) nebo frekvenční syntezátory (viz. kapitola 3.4). V příslušných kapitolách bude krom stručného principu uvedeno srovnání výhod a nevýhod jednotlivých variant řešení.

3.1 Základní parametry

Všechny zdroje periodických signálů (oscilátory, syntezátory, funkční generátory), jsou charakterizovány následujícími parametry (viz. [20]):

- Stabilita kmitočtu** – Je to míra změny kmitočtu s časem. Číselně se vyjadřuje největší relativní změnou oscilačního kmitočtu $\Delta f_{\max} / f_0$ měřenou v určitém časovém intervalu. Podle délky uvažovaného časového intervalu jde buď o dlouhodobou stabilitu (interval delší než 1s) nebo krátkodobou (interval kratší než 1s).
- Přesnost kmitočtu** – Vyjadřuje se poměrnou odchylkou $\Delta f_P / f_0$, kde Δf_P je odchylka střední hodnoty skutečného kmitočtu oscilací měřeného za určitý časový interval od nastaveného kmitočtu.
- Fázový šum** – Vzniká v případě změn průchodu signálu nulou oproti ideálnímu průběhu.
- Harmonické zkreslení** – Vyjadřuje poměrnou odchylku reálného časového průběhu generovaného signálu od ideálního.
- Kmitočtové pásmo** – Udává v jakém rozsahu frekvencí lze daný typ oscilátoru využít a případně i ladit.

3.2 Harmonické oscilátory

Oscilátory jsou generátory harmonického signálu. Patří do skupiny autonomních nelineárních obvodů. Ke vzniku kmitů je zapotřebí akumulace energie a proto musí být v obvodech generátorů reaktance. Po připojení zdroje se oscilační obvod sám rozkmitá tlumenými kmity. Pro udržení těchto kmitů je nutné hradit ztráty vzniklé na odporech reálného obvodu energií z napájecího zdroje. Z energetického hlediska tedy představují měnič stejnosměrné energie na střídavou. Pro praktickou realizaci je důležité, aby se generátor po zapnutí rozkmital samovolně (tzv. měkké nasazení kmitů). To se děje díky kladné zpětné vazbě. Nepatrné zákmity se zesilovačem zesílí a přivede vazbou opět na vstup, znovu se zesílí a amplituda tímto způsobem narůstá až do limitace zesilovače. Pro harmonický signál je nutné, aby automatická regulace při nasazení kmitů zmenšila zesílení a nedocházelo tak k přebuzení.

3.2.1 Rozdělení harmonických oscilátorů

Harmonické oscilátory se podle způsobu realizace dělí na několik hlavních skupin:

- LC se záporným diferenciálním odporem – ke své činnosti využívají prvky se záporným diferenciálním odporem, jako tunelová dioda nebo lavinová dioda
- zpětnovazební LC
- zpětnovazební RC – využívají pasivní RC obvody ve zpětné vazbě s aktivním prvkem, který kryje jeho ztráty
- zpětnovazební ARC – jejich hlavní částí je aktivní RC (ARC) filtr zapojený ve zpětné vazbě zesilovače
- RC s posouvanou fází
- řízené krystalem – jejich činnost je založena na použití piezoelektrické krystalové jednotky

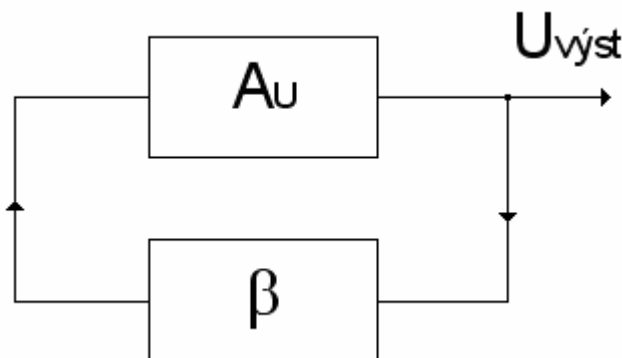
Hlavními výhodami krystalových oscilátorů je použitelnost v širokém pásmu kmitočtů a vysoká stabilita generovaného kmitočtu (běžně cca 10^{-6}). Naopak nevýhodou je nemožnost měnit oscilační kmitočtu.

Velkou výhodou zpětnovazebních ARC oscilátorů je možnost snadného ladění kmitočtu oscilací a velmi nízké harmonické zkreslení (řádově až 0,001%). Nevýhodou jsou poměrně nižší dosahované oscilační kmitočty (cca do jednotek MHz), což je dáno zejména používanými aktivními prvky.

Podobné výhody i nevýhody jako zpětnovazební ARC má i oscilátor s posouvanou fází. Další drobnou nevýhodou je o něco složitější obvodová realizace.

3.2.2 Princip zpětnovazebních oscilátorů

Zpětnovazební oscilátory se v principu skládají z aktivního dvojbranu se zesílením A_U , který kryje ztráty pasivního zpětnovazebního dvojbranu s přenosem β , viz. obr. 3.1.



Obr. 3.1 Princip zpětnovazebního oscilátoru

Zesílení zesilovače se zpětnou vazbou je dáno vztahem

$$\overline{A_U'} = \frac{\overline{A_U}}{1 - \beta \cdot \overline{A_U}} \quad (3.1)$$

Pro fungování oscilátoru je nutné zajistit, aby se obvod nacházel na mezi stability. Tohoto lze dosáhnout bude-li jmenovatel v rovnici (3.1) roven nule. Musí tedy platit

$$\hat{\beta} \cdot \hat{A_U} = 1 \quad (3.2)$$

Uvedený vztah je nazýván komplexní podmínka oscilací. Vztah (3.2) lze upravit do tvaru

$$|\beta| \cdot |A_U| \cdot e^{j(\alpha+\beta)} = 1, \quad (3.3)$$

,jehož rozdělením vzniknou vztahy pro amplitudovou a fázovou podmínku.

Amplitudová podmínka

udává, že zesílení otevřené smyčky musí být rovno jedné.

$$|\beta| \cdot |A_U| = 1. \quad (3.4)$$

Oscilátor může začít oscilovat pouze v případě, kdy je aktivním prvkem vykompenzován přenos β zpětnovazebního obvodu.

Fázová podmínka

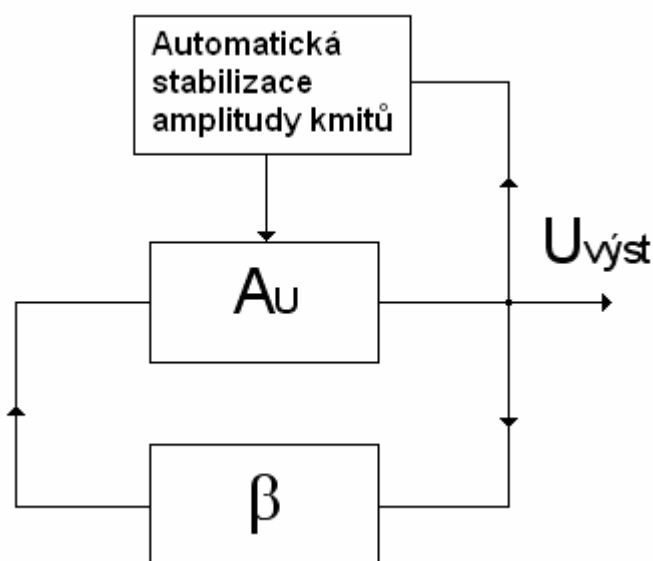
udává, že celkový fázový posuv otevřené smyčky (součet fázových posuvů zesilovače a zpětnovazebního obvodu) musí být na frekvenci f_0 roven 0° nebo $k \cdot 360^\circ$

$$\alpha + \beta = 0 + k \cdot 2\pi, \text{ kde } k = (0, 1, 2, \dots). \quad (3.5)$$

Oscilace se udrží v případě, je-li výstupní napětí ve fázi se vstupním. U neinvertujícího zesilovače ($\alpha = 0^\circ$) musí být fázový posuv zpětnovazebního članku $\beta = 0^\circ$, což splňuje pásmová propust 2. řádu. Jestliže se jedná o invertující zesilovač ($\alpha = 180^\circ$), pak je ke splnění fázové podmínky nutno použít obvod s fázovým posuvem $\beta = 180^\circ$.

Jsou-li splněny obě podmínky (amplitudová i fázová) pro jedinou frekvenci f_0 , generované kmity budou mít harmonický průběh. Jsou-li oscilační podmínky splněny pro více než jednu frekvenci, bude mít výstupní signál neharmonický průběh.

Reálně však oscilátor podle obr. 3.1 nemůže pracovat správně. Pro spolehlivé nasazení oscilací je potřebné celkové zesílení větší než jedna. Poté již ale větší zesílení není žádoucí, protože by došlo k přebuzení a tím k vysazení oscilací nebo degradaci výstupního signálu. Aby oscilátor mohl pracovat správně je nutné zajistit plynulou změnu zesílení aktivního prvku, k čemuž obvykle bývá využit obvod pro automatickou stabilizaci amplitudy kmitů. Blokové schéma oscilátoru s obvodem pro stabilizaci amplitudy je uveden na obr. 3.2.



Obr. 3.2 Princip zpětnovazebního oscilátoru s obvodem stabilizace amplitudy kmitů

3.3 Funkční generátory s tvarovači signálu

Jako funkční generátor se obvykle označuje generátor, který generuje signál nejen harmonický, ale také trojúhelníkový (nebo obecněji pilový) a pravoúhlý (posloupnost obdélníkových pulsů).

Základním blokem funkčních generátorů je obvod generující trojúhelníkové periodické napětí a posloupnost pravoúhlých impulsů, viz. kapitola 4.6. Trojúhelníkový signál je pomocí tvarovače, což je obvod s definovanou nelineární závislostí výstupního napětí na vstupním napětí, převedeno na harmonický signál. Tento převod by bylo možné provést dokonaleji pomocí laděného filtru, ale realizace takového filtru pro široké frekvenční pásmo je poměrně obtížná, zatímco tvarovač je jednoduchý a v širokém pásmu frekvenčně nezávislý obvod.

Výhodami funkčních generátorů s tvarovači jsou relativně snadná obvodová realizace, přeladitelnost v širokém kmitočtovém pásmu (od jednotek Hz do desítek MHz při obvodové realizaci a do jednotek MHz v integrované formě) a možnost využití nejen harmonického, ale i pilovitého a pravoúhlého signálu. Další výhodou funkčních generátorů je jejich dostupnost v komerčních integrovaných obvodech (např. Exar XR-2206 nebo XR-8038). Nevýhodou pak je vyšší harmonické zkreslení (nízké jednotky procent) a nižší stabilita kmitočtu (cca 10^{-3}).

3.4 Kmitočtové syntezátory

Kmitočtový syntezátor je zdroj signálů přesných kmitočtů, které mohou nabývat diskrétních hodnot v určitém rozsahu. Kmitočet výstupního signálu nelze měnit plynule, jak je tomu u běžných přeladitelných oscilátorů, ale pouze po určitých hodnotách. Rozdíl dvou sousedních výstupních kmitočtů se nazývá kmitočtový krok syntezátoru.

Jednotlivé části syntezátorů mohou být realizovány analogovými nebo digitálními obvody. Nejčastěji jsou však syntezátory konstruovány jako hybridní. V dnešní době se syntezátory vyrábějí i ve formě integrovaných obvodů, které ke své činnosti potřebují jen malé množství vnějších součástek. Řízení těchto obvodů se provádí mikroprocesorem.

Podle způsobu vytváření výstupního signálu se dělí kmitočtové syntezátory na (viz. [20]):

- **syntezátory s přímou syntézou** → výstupní kmitočet je vytvářen z kmitočtu jednoho nebo několika základních generátorů pomocí aritmetických operací (sčítání, odečítání, násobení a dělení) realizovaných soustavou směšovačů, násobičů a děličů kmitočtu.
- **syntezátory s nepřímou syntézou** → jsou to systémy se zpětnou vazbou, které využívají fázového závěsu. Kromě směšovačů, násobičů a děličů kmitočtu, obsahují tedy i napětím řízené oscilátory (VCO), programovatelné děliče kmitočtu, kmitočtově fázové detektory a další.

Podle počtu základních generátorů, ze kterých jsou vytvářeny výstupní signály, lze kmitočtové syntezátory dále rozdělit na **koherentní** a **nekoherentní**. V koherentních syntezátorech se používá pouze jeden základní generátor, zatímco v nekoherentních několik vzájemně nezávislých generátorů.

Velkou výhodou kmitočtových syntezátorů je použitelnost v širokém pásmu kmitočtů (od jednotek mHz do stovek MHz), dále vysoká přesnost nastavovaných kmitočtů, vysoká stabilita generovaných kmitočtů (cca 10^{-6}) a nízké harmonické zkreslení. Hlavní nevýhodou syntezátorů je jejich náročná obvodová realizace a tím oproti jiným řešením i vysoká cena.

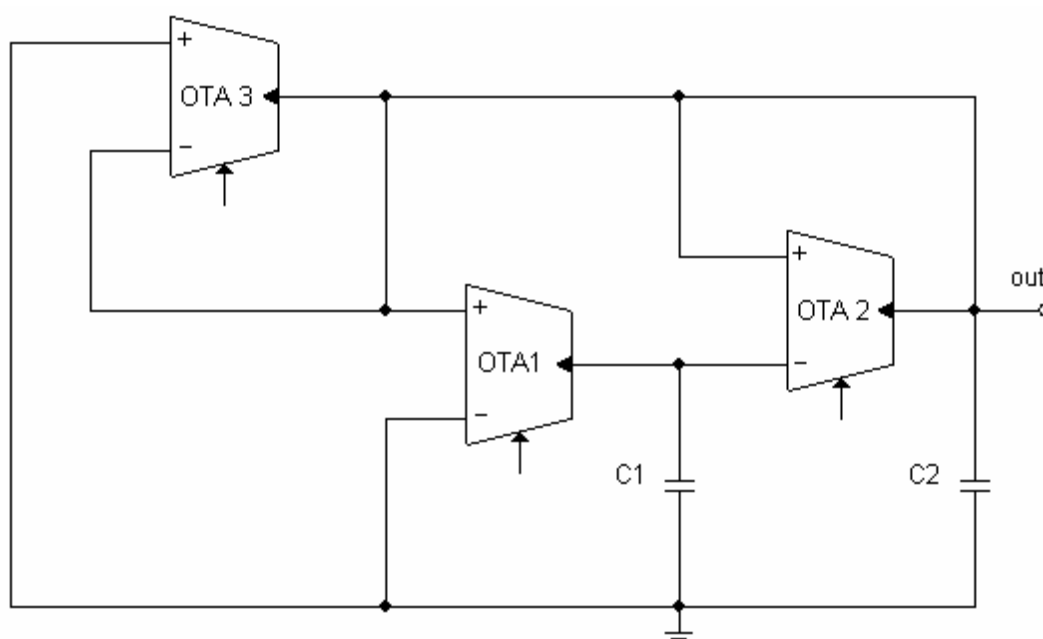
4 Návrh harmonických oscilátorů

V rámci této kapitoly budou uvedena konkrétní základní zapojení oscilátorů s moderními aktivními prvky. Nejvýhodnější vlastnosti pro konstrukci takovýchto obvodů mají transkonduktanční zesilovače a proudové konvejory. Vzhledem ke komerční nedostupnosti proudových konvektorů (viz. kapitola 2.5) a tím způsobenému obtížnému ověřování výsledků simulací měření na reálném obvodu, je praktická část práce pojata hlavně jako srovnání různých oscilátorů postavených na prvcích OTA. Pro fyzickou realizaci obvodu je zapotřebí zkoumané oscilátory dále doplnit smyčkou stabilizace amplitudy kmitů, elektronickým řízením kmitočtu, napájením, blokačními kapacitami atd. Návrhu úplných zapojení a jejich realizaci je věnována kapitola 5.

Zejména pro své výhodné kmitočtové vlastnosti je jako aktivní blok použit prvek OPA660. Stejně dobře lze použít například prvek OPA860/861, který se též vyznačuje dobrými kmitočtovými vlastnostmi. V případě návrhu oscilátoru na nižší kmitočty (cca do 300kHz) lze s výhodou použít prvek LM13700, který je běžně k dostání v ceně kolem 30kč.

4.1 Jednoduchý oscilátor se třemi OTA

4.1.1 Principiální schéma a určení základních vztahů



Obr. 4.1 Oscilátor se třemi prvky OTA

Uvedené principiální zapojení oscilátoru s třemi transkonduktančními zesilovači bylo převzato z [22]. Obvod je tvořen dvěma integrátory (OTA1+C1, OTA2+C2) a záporným odporem tvořeným prvkem OTA3. Pomocí programu SNAP byla zjištěna charakteristická rovnice obvodu ve tvaru

$$p^2 C_1 C_2 + p C_1 (g_{m2} - g_{m3}) + g_{m1} g_{m2} = 0 \quad (4.1)$$

z níž lze určit podmínku oscilací

$$g_{m2} = g_{m3} \quad (4.2)$$

a vztah pro úhlový oscilační kmitočet

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \quad (4.3)$$

,kde g_{m1} , g_{m2} , g_{m3} jsou transkonduktance jednotlivých OTA.

Z uvedených vztahů vyplývá, že výhodami uvedeného zapojení je snadná laditelnost oscilačního kmitočtu pomocí transkonduktance g_{m1} s možností měnit kmitočtové rozsahy přepínáním kapacit C_1 , C_2 a poměrně snadné splnění oscilační podmínky.

Při uvažování reálných parazitních vlastností prvků OTA, jak je ukázáno na obr. 4.2, se vztahy (4.2), (4.3) značně zkomplikují. Protože jsou však v zapojení použity stejné aktivní prvky lze zavést následující zjednodušení: $C_{in1} = C_{in2} = C_{in3} = C_{in}$, $C_{out1} = C_{out2} = C_{out3} = C_{out}$, $R_{in1} = R_{in2} = R_{in3} = R_{in}$, $R_{out1} = R_{out2} = R_{out3} = R_{out}$, kde C_{in} , C_{out} , R_{in} , R_{out} jsou parazitní vlastnosti příslušných transkonduktančních zesilovačů. Podmínka oscilací pak má tvar

$$\begin{aligned} & \frac{4C_{in}}{R_{in}} + \frac{5C_{out}}{R_{in}} + \frac{9C_{out}}{R_{out}} + \frac{3C_1}{R_{in}} + \frac{2C_1}{R_{out}} + \frac{C_2}{R_{in}} + \frac{C_2}{R_{out}} + C_{in}g_{m1} + C_{out}g_{m2} + C_1g_{m2} \\ & = (C_{in} + C_{out} + C_1)g_{m3} \end{aligned} \quad (4.4)$$

a vztah pro úhlový oscilační kmitočet je

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{\frac{2}{R_{in}^2} + \frac{5}{R_{in}R_{out}} + \frac{2}{R_{out}^2} + \frac{1}{R_{in}}g_{m1} + \frac{1}{R_{out}}g_{m2} - \frac{1}{R_{in}}g_{m3} - \frac{1}{R_{out}}g_{m3} + g_{m1}g_{m2}}{2C_{in}^2 + 5C_{in}C_{out} + 2C_{out}^2 + 3C_{in}C_1 + 2C_{out}C_1 + C_{in}C_2 + C_{out}C_2 + C_1C_2}} \quad (4.5)$$

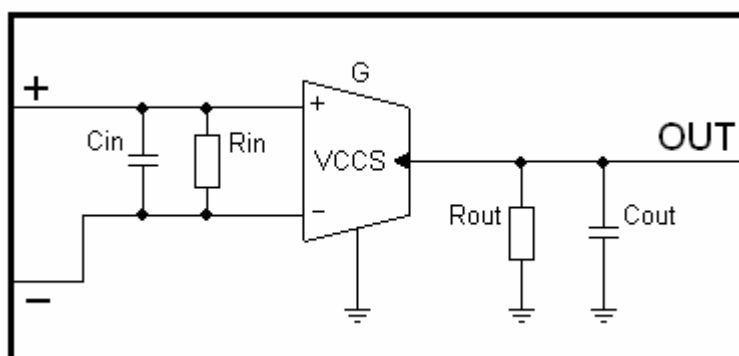
Vzhledem k tomu, že parazitní kapacity vstupů C_{in} i výstupů C_{out} jsou v řádu jednotek pF a vůči hlavním kondenzátorům C_1 , C_2 mají daleko menší celkový vliv, je možné vztahy pro oscilační podmínku a oscilační kmitočet dále zjednodušit zavedením $C_{in} = C_{out} = C_P$. Oscilační podmínka pak přejde do tvaru

$$\frac{9C_P}{R_{in}} + \frac{9C_P}{R_{out}} + \frac{3C_1}{R_{in}} + \frac{2C_1}{R_{out}} + \frac{C_2}{R_{in}} + \frac{C_2}{R_{out}} + C_Pg_{m1} + C_Pg_{m2} + C_1g_{m2} = (2C_P + C_1)g_{m3} \quad (4.6)$$

a pro úhlový oscilační kmitočet platí

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{\frac{2}{R_{in}^2} + \frac{5}{R_{in}R_{out}} + \frac{2}{R_{out}^2} + \frac{1}{R_{in}}g_{m1} + \frac{1}{R_{out}}g_{m2} - \frac{1}{R_{in}}g_{m3} - \frac{1}{R_{out}}g_{m3} + g_{m1}g_{m2}}{9C_p^2 + 5C_pC_1 + 2C_pC_2 + C_1C_2}} \quad (4.7)$$

Transkonduktance g_{m1} , určená pro řízení kmitočtu oscilací, je v oscilační podmínce vázána pouze jako násobek C_p . I výraznější změna g_{m1} by tedy neměla mít dramatický vliv na její plnění. Dostavování podmínky oscilací je možné provádět zavedením vhodné zpětné vazby, která bude měnit nejlépe transkonduktanci g_{m3} , aby docházelo k co nejmenšímu ovlivňování kmitočtu oscilací.



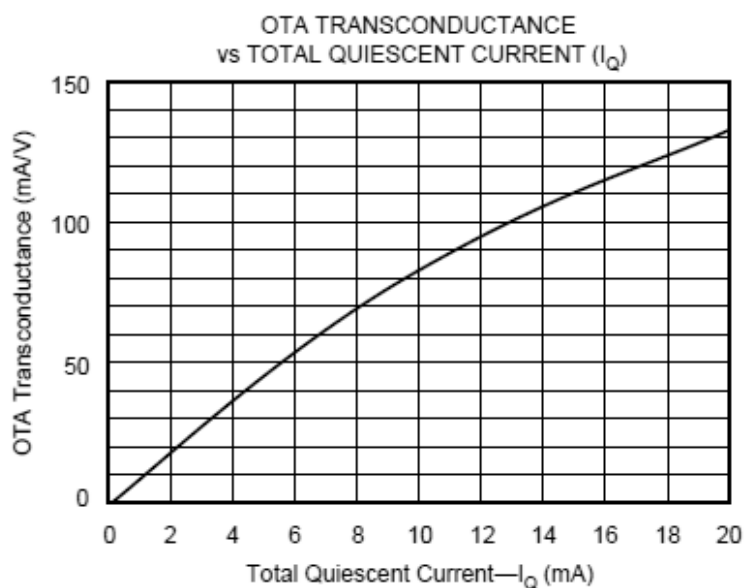
Obr. 4.2 OTA při uvažování reálných vlastností

4.1.2 Návrh obvodových prvků

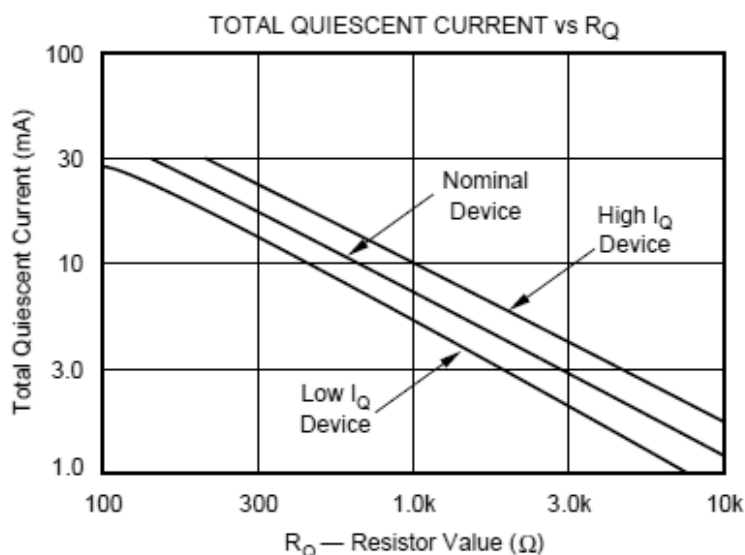
Na základě vztahu (4.3) lze navrhnout konkrétní prvky obvodu na kmitočet 1MHz . Jako aktivní blok je použit transkonduktanční zesilovač OPA660 firmy Burr-Brown, jehož udávaná využitelná transkonduktance se pohybuje v rozmezí cca 5mA/V až 135mA/V , jak lze vidět na obr. 4.3. Transkonduktance g_{m2} je zastoupena nejen ve vztahu pro oscilační kmitočet, ale i v oscilační podmínce, kde je v rovnosti s g_{m3} . Z tohoto důvodu je vhodné hodnoty g_{m2} a g_{m3} volit vyšší, tak aby i malá změna řídicího proudu vyvolala poměrně velkou změnu transkonduktance, čehož lze následně s výhodou využít při návrhu smyčky AGC. S využitím obr. 4.3 a obr. 4.4 byl zvolen řídicí rezistor $R_{OTA2} = 250\Omega$, který nastavuje $g_{m2} = 135\text{mA/V}$. Pro řízení prvku OTA3 je použit rezistor, jehož hodnota je vždy variována tak, aby byla splněna podmínka oscilací. Po zvolení hodnot kondenzátorů $C_1 = C_2 = 6,8\text{nF}$ lze g_{m1} vypočíst ze vztahu (4.3)

$$g_{m1} = \frac{(2\pi \cdot f_0)^2 \cdot C_1 \cdot C_2}{g_{m2}} = 13,5\text{mA/V} \quad (4.8)$$

Z obr. 4.3 a obr. 4.4 pak je možno určit hodnotu řídicího rezistoru pro OTA1 $R_{OTA1} = 7,5\text{k}\Omega$.



Obr. 4.3 Závislost transkonduktance na řídícím proudu prvku OPA660 [12]



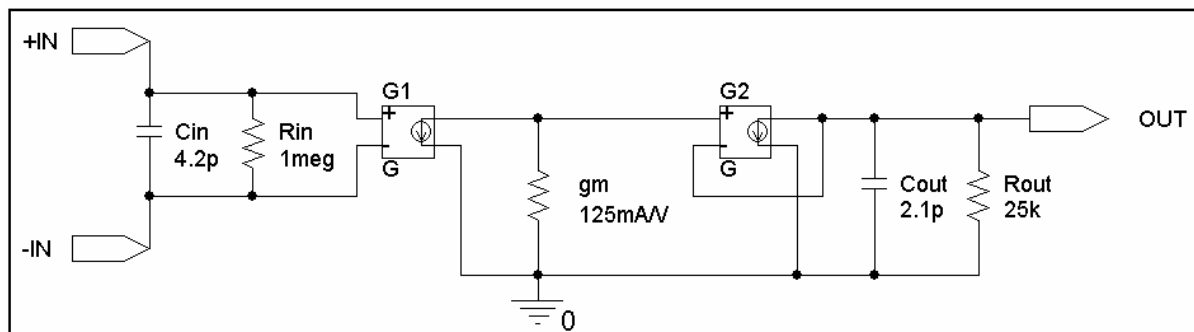
Obr. 4.4 Závislost řídícího proudu na zapojeném řídícím rezistoru pro prvek OPA660 [12]

Pro počítačovou simulaci obvodu je k řízení transkonduktance g_{m1} použit pouze rezistor stejně jako pro nastavení oscilační podmínky prvkem OTA3. Při konkrétní obvodové realizaci by byl rezistor připojený k prvku OTA1 nahrazen vhodným elektronickým řízením (viz. kapitola 5.1) a rezistor připojený k prvku OTA3 nahrazen automatickou stabilizací amplitudy oscilací (viz. kapitola 5.2).

4.1.3 Výsledky simulací a analýz

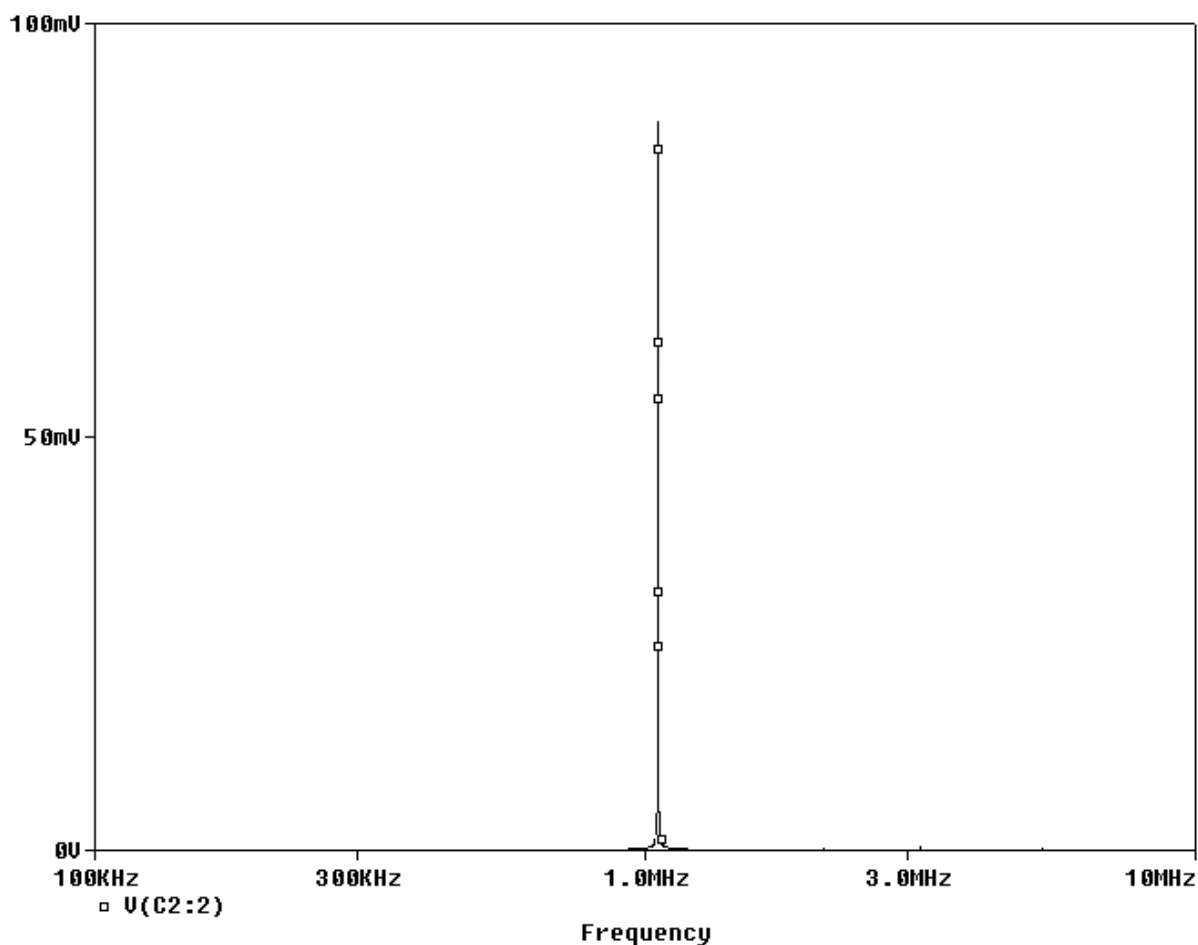
Skutečně dosahovaný kmitočet s modelem 3. řádu (viz. obr. 4.5) je 979kHz a s makromodelem výrobce $1,064\text{MHz}$. Rozdíl zjištěných kmitočtů proti navrhovanému je dán již při samotném návrhu, neboť výrobce neudává žádný exaktní vztah mezi velikostí nastavené transkonduktance a hodnotou řídícího rezistoru. Potřebné řídící rezistory, tak

musejí být navrhovány s pomocí obr. 4.3 a obr. 4.4, což do výpočtu zanáší nezanedbatelnou nepřesnost. V případě modelu 3. řádu hraje roli také fakt, že všechny vlastnosti prvku OTA zahrnuté do modelu jsou kmitočtově závislé, avšak ne všechny hodnoty lze pro danou frekvenci z [12] vyčíst.



Obr. 4.5 Model 3. řádu prvku OPA660

Úroveň výstupního signálu oscilátoru se pohybuje cca kolem $150mV_{P-P}$ až $300mV_{P-P}$ zejména v závislosti na přesnosti nastavení oscilační podmínky. Výstupní signál se vyznačuje čistým spektrem, jak je vidět z obr. 4.6.



Obr. 4.6 Spektrum výstupního signálu

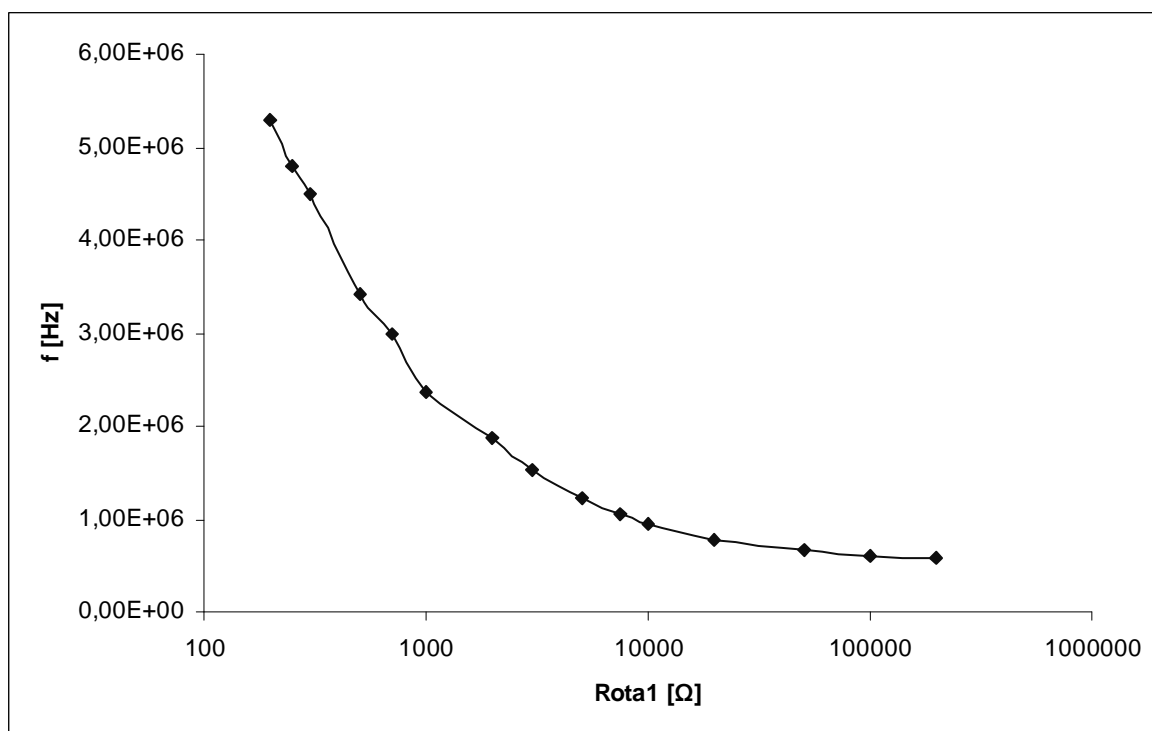
Harmonické zkreslení, vycházející z hodnot v tab. 4.1, je

$$k_h = \frac{\sqrt{K_{20}^2 + K_{30}^2 + K_{40}^2 + \dots}}{K_{10}} \cdot 100 = 0,606\% \quad (4.9)$$

Harmonická složka	Kmitočet [MHz]	Napěťová úroveň [mV]
f_{10}	1,0551	88,052
f_{20}	2,1101	166,91e-3
f_{30}	3,1651	487,94e-3
f_{40}	4,2225	11,05e-3
f_{50}	5,2751	134,83e-3
f_{70}	7,3850	11,66e-3

Tab. 4.1 Harmonické složky spektra výstupního signálu

S kondenzátory $C_1 = C_2 = 6,8nF$ lze ladit kmitočet oscilací od 588kHz (při $R_{OTA1} = 200k\Omega$) do 5,3MHz (při $R_{OTA1} = 200\Omega$), jak je uvedeno na obr. 4.7. V rámci dosažitelného rozsahu transkonduktance řízeného OTA je možné kmitočet oscilací měnit v rozsahu necelého jednoho řádu. Pro dosažení nižších kmitočtových rozsahů by bylo nutné s každým řádem přepínat kondenzátory C_1, C_2 . Z uvedeného důvodu toto zapojení není příliš vhodné ke konstrukci oscilátoru s požadavkem na široké pásmo přeladění oscilačního kmitočtu.



Obr. 4.7 Závislost kmitočtu oscilací na hodnotě řídicího odporu

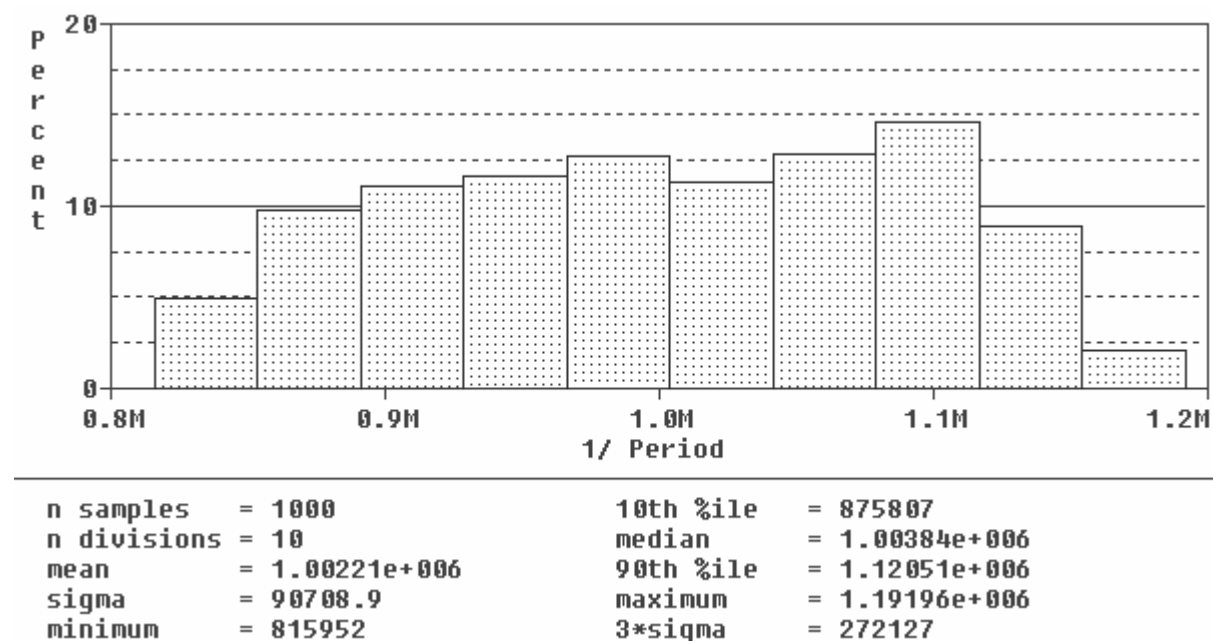
V tab. 4.2 jsou uvedeny hodnoty semirelativních citlivostí oscilačního kmitočtu na změny pasivních prvků a parametrů modelu 3. řádu transkonduktančních zesilovačů OPA660, určené s využitím programu Matlab na základě vztahu (4.5). Je zřejmé, že parazitní vlastnosti aktivních bloků budou mít, vyjma transkonduktancí g_{m1} a g_{m2} , minimální vliv na výsledný

oscilační kmitočet. Přepočet ze semirelativní citlivosti na absolutní lze provést, např. pro kondenzátor C_1 , takto

$$S_{C_1}^{f_0} = S_{\%C_1}^{f_0} \cdot \frac{100}{f_0} = -4,9912 \cdot 10^3 \cdot \frac{100}{979 \cdot 10^3} = -0,51 \quad (4.10)$$

Prvek	Udávaná hodnota	Minimální hodnota	Maximální hodnota	Semirelativní citlivost [Hz/%]
C_1 [nF]	6.8	6.46	7.14	-4.9912e3
C_2 [nF]	6.8	6.46	7.14	-4.9851e3
g_{m1} [mA/V]	13.5	9.5	17.6	5.0469e3
g_{m2} [mA/V]	135	94.5	175.5	5.0621e3
g_{m3} [mA/V]	134.8	94.5	175.5	-15.1499
C_{in} [pF]	2.1	1.47	2.73	-6.1494
C_{out} [pF]	4.2	2.94	5.46	-9.2264
R_{in} [MΩ]	1	0.7	1.3	364.2e-3
R_{out} [kΩ]	25	17.5	32.5	-45.8e-3

Tab. 4.2 Semirelativní citlivost osc. kmitočtu na pasivní prvky a parametry modelu OPA660



Obr. 4.8 Histogram analýzy hromadné výroby

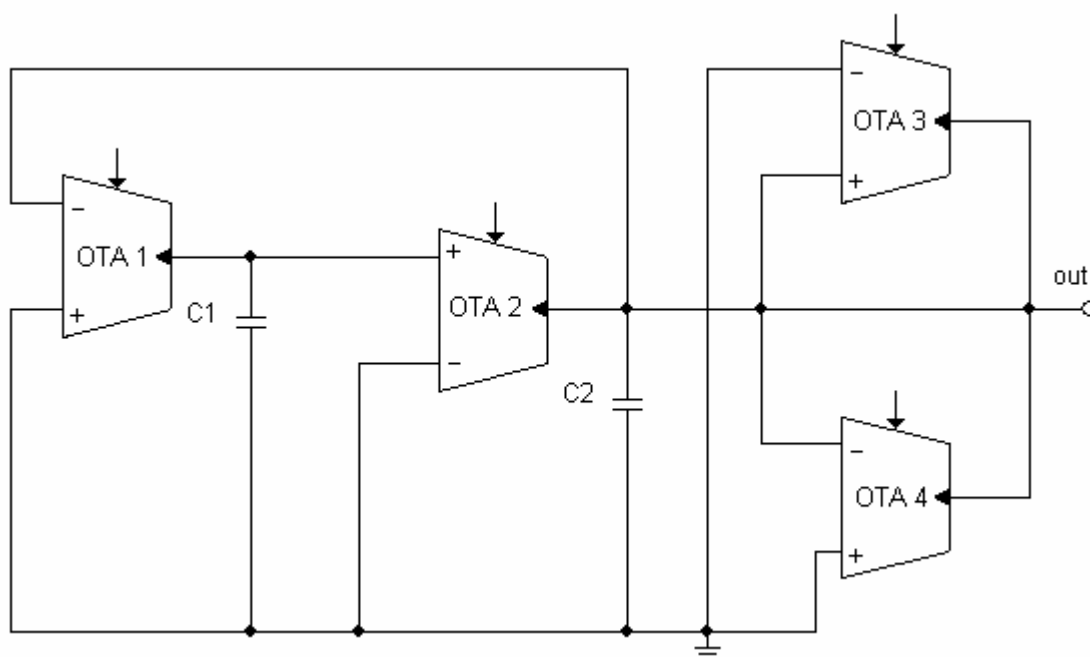
Z obr. 4.8 je patrné, že při uvažování tolerance 5% u kondenzátorů, 1% u rezistorů a 30% u parametrů modelu 3.řádu se skutečný oscilační kmitočet obvodu může pohybovat v rozmezí cca 815kHz až 1,19MHz. Rozptyl kolem nominální hodnoty (1MHz) je tedy $\pm 185\text{kHz}$, což je nejméně ze všech uváděných zapojení. Toto rozmezí je dáno zejména transkonduktancemi prvků OTA1 a OTA2. V případě sériové výroby tohoto oscilátoru na 1MHz s tolerancí $\pm 100\text{kHz}$ by výtěžnost výroby byla 73,9%, což je nejvíce ze zkoumaných zapojení.

4.1.4 Zhodnocení

Hlavními výhodami tohoto oscilátoru jsou nejčistší spektrum výstupního signálu ze všech zde uváděných řešení, nejmenší rozptyl kmitočtu oscilací kolem nominální hodnoty při uvažování tolerancí obvodových prvků a nejvyšší výtěžnost při hromadné výrobě. Díky využití OPA660 jako aktivního prvku je výhodou i možnost návrhu až na desítky *MHz*. Nevýhodou je naopak poměrně malá dosažitelná šířka přeladění oscilačního kmitočtu bez nutnosti přepínání kapacit. Další nevýhodou je poměrně malá napěťová úroveň výstupního signálu a její závislost na kmitočtu oscilací. K bezpečnému nasazení a udržení oscilací je nutný návrh obvodu stabilizace amplitudy.

4.2 Oscilátor se čtyřmi OTA

4.2.1 Principiální schéma a určení základních vztahů



Obr. 4.9 Oscilátor se čtyřmi prvky OTA

Uvedené principiální zapojení oscilátoru s čtyřmi transkonduktančními zesilovači bylo převzato z [23]. Oscilátor je tvořen dvěma integrátory (OTA1+C1, OTA2+C2) a zpětnovazebním obvodem s OTA3, OTA4 sloužícím k nastavení pólů na imaginární osu a tím ke stabilizaci výstupního signálu. Pomocí programu SNAP byla zjištěna charakteristická rovnice obvodu

$$p^2 C_1 C_2 + p C_1 (g_{m3} - g_{m4}) + g_{m1} g_{m2} = 0 \quad (4.11)$$

z níž podmínka oscilací má tvar

$$g_{m3} = g_{m4} \quad (4.12)$$

a pro úhlový oscilační kmitočet platí

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \quad (4.13)$$

,kde g_{m1} , g_{m2} , g_{m3} , g_{m4} jsou transkonduktance příslušných OTA.

Uvedené zapojení je výhodné pro své snadné ladění transkonduktancemi g_{m1} , g_{m2} dále možností měnit kmitočtové rozsahy přepínáním kapacit C_1, C_2 a pro poměrně snadné splnění oscilační podmínky. V tomto případě lze navíc výhodně využít provedení s integrovanými dvěma prvky OTA v jednom pouzdře.

Stejně jako u zapojení z kapitoly 4.1 se při uvažování reálných parazitních vlastností bloků OTA podle obr. 4.2 vztahy pro podmínku oscilací a oscilační kmitočet značně zesložití. V zapojení jsou však použity stejné aktivní prvky, tudíž je možné zavést následující zjednodušení: $C_{in1} = C_{in2} = C_{in3} = C_{in4} = C_{in}$, $C_{out1} = C_{out2} = C_{out3} = C_{out4} = C_{out}$, $R_{in1} = R_{in2} = R_{in3} = R_{in4} = R_{in}$, $R_{out1} = R_{out2} = R_{out3} = R_{out4} = R_{out}$, kde C_{in} , C_{out} , R_{in} , R_{out} jsou parazitní vlastnosti jednotlivých OTA. Podmínka oscilací pak má tvar

$$\left(\frac{6C_{in}}{R_{in}} + \frac{6C_{out}}{R_{in}} + \frac{6C_{in}}{R_{out}} + \frac{6C_{out}}{R_{out}} + \frac{3C_1}{R_{in}} + \frac{3C_1}{R_{out}} + \frac{2C_2}{R_{in}} \right) \cdot \frac{1}{C_{in} + C_{out} + C_1} + g_{m3} = g_{m4} \quad (4.14)$$

a pro úhlový oscilační kmitočet platí

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{\frac{3}{R_{in}^2} + \frac{6}{R_{in}R_{out}} + \frac{3}{R_{out}^2} + \left(\frac{1}{R_{in}} + \frac{1}{R_{out}} \right) (g_{m3} - g_{m4}) + g_{m1}g_{m2}}{3C_{in}^2 + 6C_{in}C_{out} + 3C_{out}^2 + (C_{in} + C_{out}) \cdot (3C_1 + C_2) + C_1C_2}} \quad (4.15)$$

Protože parazitní kapacity C_{in} , C_{out} jsou v řádu jednotek pF a vůči kondenzátorům C_1 , C_2 mají poměrně malý celkový vliv, lze zavést zjednodušení $C_{in} = C_{out} = C_p$. Vztah pro oscilační podmínku se tak změní do tvaru

$$\left(\frac{12C_p}{R_{in}} + \frac{12C_p}{R_{out}} + \frac{3C_1}{R_{in}} + \frac{3C_1}{R_{out}} + \frac{2C_2}{R_{in}} \right) \cdot \frac{1}{2C_p + C_1} + g_{m3} = g_{m4} \quad (4.16)$$

a vztah pro kmitočet oscilací do tvaru

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{\frac{3}{R_{in}^2} + \frac{6}{R_{in}R_{out}} + \frac{3}{R_{out}^2} + \left(\frac{1}{R_{in}} + \frac{1}{R_{out}} \right) (g_{m3} - g_{m4}) + g_{m1}g_{m2}}{12C_p^2 + 2C_p(3C_1 + C_2) + C_1C_2}} \quad (4.17)$$

Ze vztahu (4.14) je patrné, že transkonduktance g_{m1} a g_{m2} , zamýšlené pro řízení kmitočtu oscilací, nejsou zastoupeny v oscilační podmínce a nemají tedy vliv na její plnění. Dostavování podmínky oscilací, je vhodné provádět zavedením zpětné vazby, která bude měnit g_{m3} nebo g_{m4} . Tyto transkonduktance jsou sice zastoupeny i ve vztahu pro oscilační kmitočet, je však zřejmé, že se teoreticky vzájemně téměř vykompenzují a jejich vliv tak bude minimální. Z uvedeného vyplývá, že i při uvažování hlavních parazitních vlastností prvků OTA si tento obvod zachovává velmi výhodné vlastnosti pro realizaci oscilátoru s širokým pásmem přeladění a stabilní úroveň výstupního signálu

4.2.2 Návrh obvodových prvků

Na základě vztahu (4.13) je možné navrhnout jednotlivé prvky obvodu pro dosažení oscilačního kmitočtu 1MHz . Aktivním blokem je transkonduktanční zesilovač OPA660 firmy Burr-Brown, jehož využitelná transkonduktance se, dle výrobce, pohybuje v rozmezí cca 5mA/V až 135mA/V , jak lze vidět na obr. 4.3. Transkonduktance prvků OTA1, OTA2 nejsou zastoupeny v oscilační podmínce a budou tedy využívány k řízení kmitočtu oscilací. Pro počáteční návrh obvodu je uvažováno $g_{m1} = g_{m2} = g_m$. Po zvolení $C_1 = C_2 = 4,7\text{nF}$, lze dopočítat

$$g_m = \sqrt{(2\pi \cdot f_0)^2 \cdot C_1 \cdot C_2} = 29,5\text{mA/V} \quad (4.18)$$

S pomocí obr. 4.3 a obr. 4.4 byly zjištěny hodnoty řídicích odporů $R_{OTA1} = R_{OTA2} = 1,81\text{k}\Omega$. U OTA3 a OTA4, určených k plnění oscilační podmínky, je výhodnější nastavit vyšší hodnoty transkonduktancí. Experimentálně bylo zjištěno, že příliš vysoko nastavené transkonduktance g_{m3} , g_{m4} způsobují poměrně vysoké zkreslení generovaného signálu. Z tohoto důvodu byl zvolen $R_{OTA3} = 1\text{k}\Omega$. Hodnota řídicího rezistoru R_{OTA4} bude vhodně nastavována tak, aby byla splněna podmínka oscilací.

Při praktické realizaci tohoto obvodu (viz. kapitola 5.3) bude namísto měnitelných rezistorů implementováno elektronické řízení kmitočtu a automatická stabilizace amplitudy.

4.2.3 Výsledky simulací a analýz

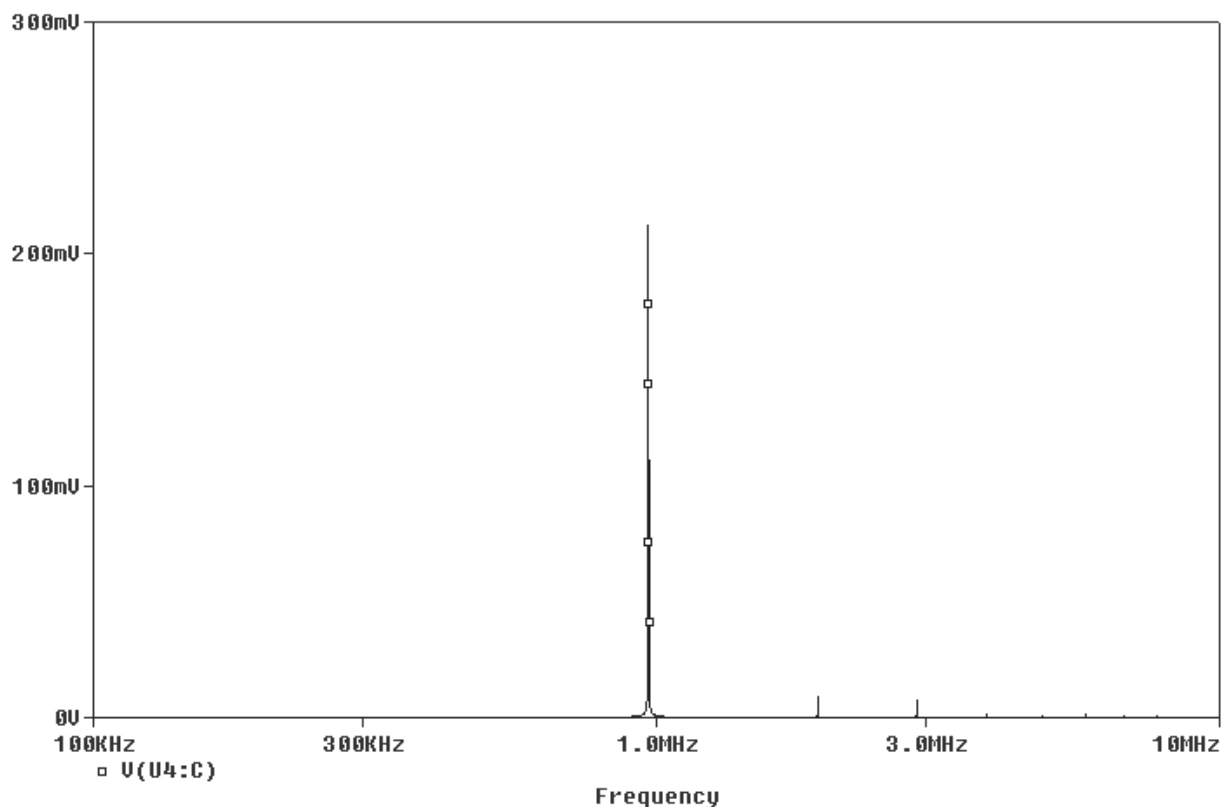
Skutečně dosahovaný kmitočet s modelem 3. řádu (viz. obr. 4.5) je $978,1\text{kHz}$ a s makromodelem výrobce $966,8\text{kHz}$. Rozdíl zjištěných kmitočtů vůči navrhovanému je způsoben zejména nepřesnostmi při návrhu, jak již bylo uvedeno v kapitole 4.1.

Úroveň generovaného signálu se pohybuje mezi cca 300mV_{p-p} až 500mV_{p-p} a je značně závislá na přesnosti nastavení podmínky oscilací i na kmitočtu. Na stejných faktorech je značně závislá i spektrální čistota generovaného signálu. Na obr. 4.10 je uvedeno spektrum výstupního signálu. V něm jsou patrné zejména výrazná druhá a třetí harmonická složka. Z tab. 4.3 pro 1MHz lze určit harmonické zkreslení

$$k_h = \frac{\sqrt{K_{20}^2 + K_{30}^2 + K_{40}^2 + \dots}}{K_{10}} \cdot 100 = 5,688\% \quad (4.19)$$

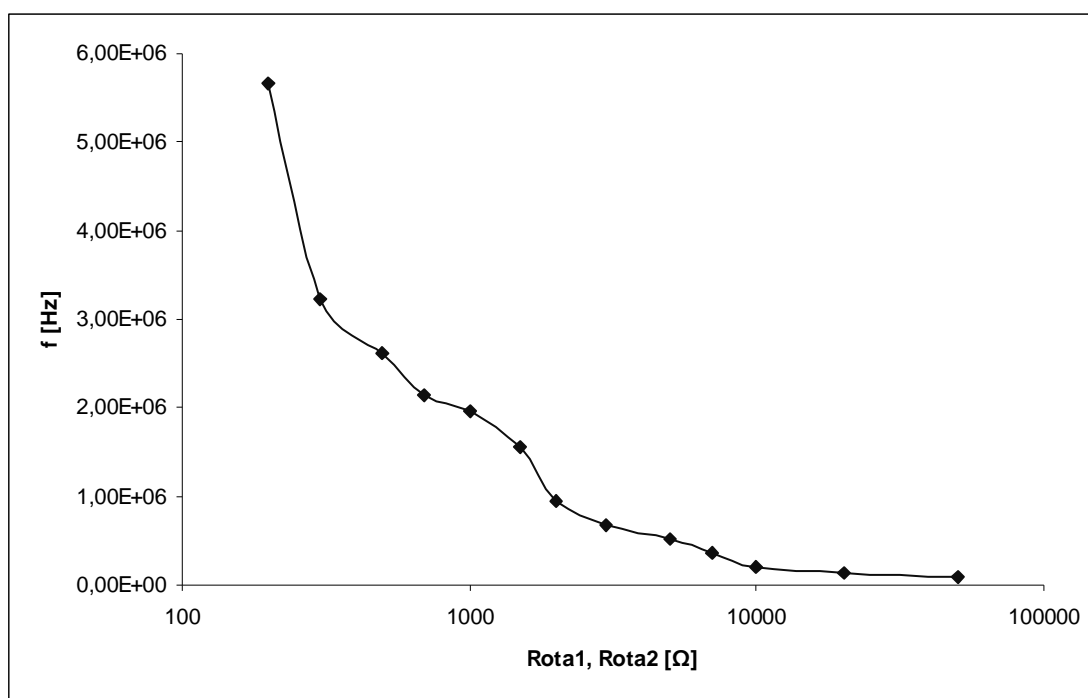
Harmonická složka	Kmitočet [MHz]	Napěťová úroveň [mV]
f_{10}	0,9668	212,614
f_{20}	1,9332	8,804
f_{30}	2,9000	7,923
f_{40}	3,8665	1,761
f_{50}	4,8333	926e-3
f_{60}	5,7999	1,204
f_{70}	6,7671	463e-3
f_{80}	7,7348	556e-3
f_{100}	9,6680	185e-3

Tab. 4.3 Harmonické složky spektra výstupního signálu



Obr. 4.10 Spektrum výstupního signálu

S kondenzátory $C_1 = C_2 = 4,7nF$ lze ladit kmitočet oscilací od $100kHz$ (při $R_{OTA1} = R_{OTA2} = 50k\Omega$) do $5,7MHz$ (při $R_{OTA1} = R_{OTA2} = 200\Omega$), jak je uvedeno na obr. 4.11. Pro nízké transkonduktance g_{m1}, g_{m2} (vyšší hodnoty řídících odporů) je však signál již znatelně zkreslený, hlavně výraznou druhou a třetí harmonickou složkou. Po přepnutí kondenzátorů na $C_1 = C_2 = 220nF$ by byl rozsah kmitočtů cca od $2kHz$ do $110kHz$. S jedním přepnutím kondenzátorů tak lze pokrýt pásmo cca $2kHz$ až $5,7MHz$.



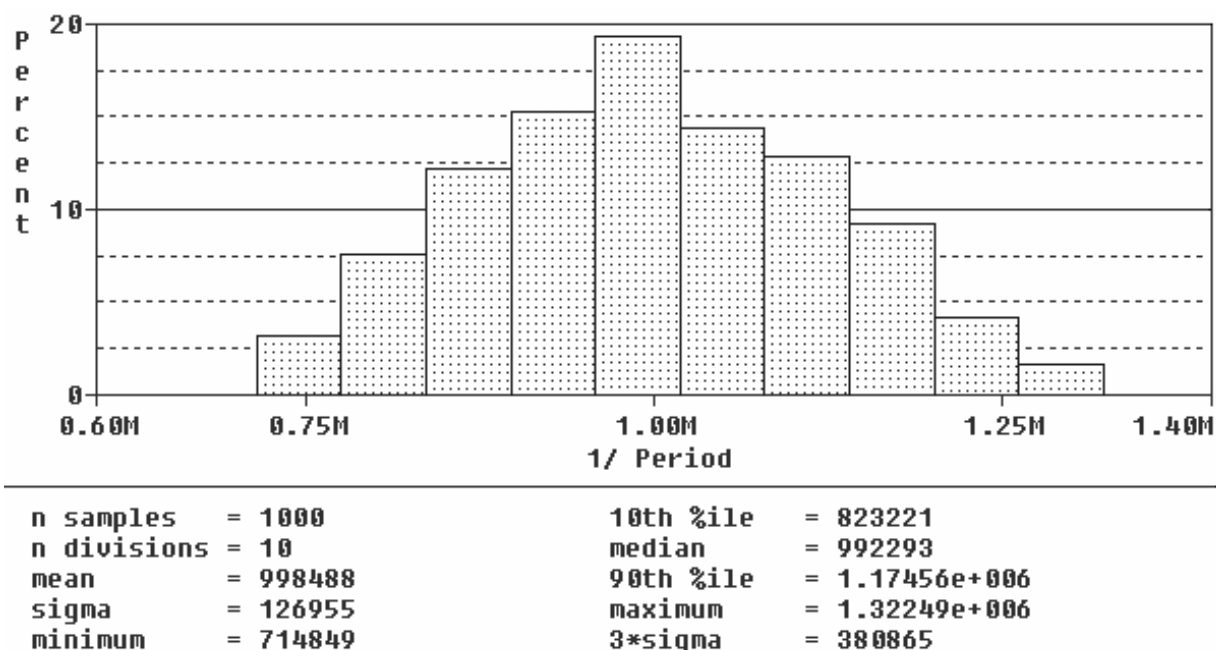
Obr. 4.11 Závislost kmitočtu oscilací na hodnotě řídících odporů prvků OTA1, OTA2

V tab. 4.4 jsou uvedeny hodnoty semirelativních citlivostí kmitočtu generovaného signálu na změny pasivních prvků a parametrů modelu 3. řádu aktivních bloků OPA660, určené s využitím programu Matlab na základě vztahu (4.15). Parazitní vlastnosti zesilovače OPA660 budou mít, s výjimkou řízených transkonduktancí g_{m1} a g_{m2} , minimální vliv na kmitočet oscilací. Přepoččet ze semirelativní citlivosti na absolutní lze provést, např. pro transkonduktanci g_{m1} , takto

$$S_{g_{m1}}^{f_0} = S_{\%g_{m1}}^{f_0} \cdot \frac{100}{f_0} = 5,0397 \cdot 10^3 \cdot \frac{100}{978,1 \cdot 10^3} = 0,515 \quad (4.20)$$

Prvek	Udávaná hodnota	Minimální hodnota	Maximální hodnota	Semirelativní citlivost [Hz/%]
C_1 [nF]	4,7	4,465	4,935	-4,9825e3
C_2 [nF]	4,7	4,465	4,935	-4,9692e3
g_{m1} [mA/V]	29,5	20,6	38,4	5,0397e3
g_{m2} [mA/V]	29,5	20,6	38,4	5,0397e3
g_{m3} [mA/V]	60	42,0	78,0	14,0812
g_{m4} [mA/V]	59,8	41,9	77,8	-14,0413
C_{in} [pF]	2.1	1,47	2,73	-8,8733
C_{out} [pF]	4.2	2,94	5,46	-17,7466
R_{in} [MΩ]	1	0,7	1,3	-2,6e-3
R_{out} [kΩ]	25	17,5	32,5	-110,6e-3

Tab. 4.4 Semirelativní citlivost osc. kmitočtu na pasivní prvky a parametry modelu OPA660



Obr. 4.12 Histogram analýzy hromadné výroby

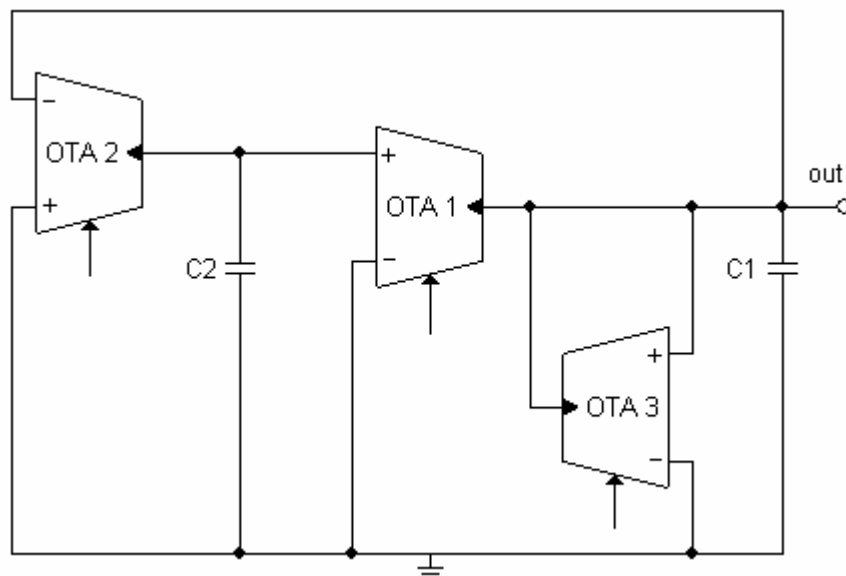
Při uvažování tolerance 5% u kondenzátorů, 1% u rezistorů a 30% u parametrů modelu 3.řádu aktivních prvků OPA660 se skutečný oscilační kmitočet obvodu může pohybovat v rozmezí cca 715kHz až 1,323MHz. Rozptyl kolem nominální hodnoty (1MHz) je tedy cca $\pm 300\text{kHz}$. Toto velké rozmezí je dáno zejména transkonduktancemi prvků OTA1 a OTA2, které mají rovněž toleranci 30%. Pokud bychom při hromadné výrobě tohoto obvodu brali jako vyhovující pouze ty, které se pohybují v rozmezí 900kHz až 1100kHz, pak by výtěžnost výroby byla pouze 49%. V reálném řízeném obvodu je možné požadovaný kmitočet snadno doladit a rozptyl daný tolerancemi pasivních obvodových prvků a parametrů modelu OPA660 se projeví zejména v dosažitelném rozmezí kmitočtů.

4.2.4 Zhodnocení

Výhodou tohoto řešení je zejména široké pásmo kmitočtů dosažitelné bez nutnosti přepínání kondenzátorů a poměrně vysoká úroveň výstupního signálu. Hlavní nevýhodou pak je relativně vysoké harmonické zkreslení a to zejména pro nižší část kmitočtového rozsahu. Dalším nedostatkem je výrazná závislost úrovně výstupního signálu na kmitočtu a nezbytnost obvodu stabilizace amplitudy pro bezpečné nasazení a udržení oscilací. Rovněž výtěžnost hromadné výroby by byla nejnižší ze všech zde uváděných zapojení.

4.3 Oscilátor využívající tři prvky OTA

4.3.1 Principiální schéma a určení základních vztahů



Obr. 4.13 Druhý oscilátor se třemi prvky OTA

Uvedené principiální zapojení oscilátoru se třemi OTA bylo převzato z [24]. Tento oscilátor je založen na dvou integrátorech (OTA2+C2, OTA1+C1). Pomocí programu SNAP byla zjištěna charakteristická rovnice obvodu

$$p^2 C_1 C_2 + p C_2 g_{m3} + g_{m1} g_{m2} = 0 \quad (4.21)$$

z níž podmínku oscilací lze odvodit ve tvaru

$$C_2 g_{m3} = 0 \quad (4.22)$$

a vztah pro kmitočet oscilací ve tvaru

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m1} g_{m2}}{C_1 C_2}} \quad (4.23)$$

Ze vztahů (4.22), (4.23) je patrné, že řízení oscilačního kmitočtu lze snadno řídit změnou transkonduktancí g_{m1} a g_{m2} aniž by přitom docházelo k narušení podmínky oscilací. Opět je možno přepínání kmitočtových rozsahů pomocí kondenzátorů C_1 a C_2 . Je však také patrné, že podmínka oscilací v tomto idealizovaném případě může být splněna pouze za předpokladu, že transkonduktance g_{m3} bude rovna nule. V reálném případě bude postačovat, když $C_2 g_{m3} \rightarrow 0$.

Při uvažování parazitních vlastností aktivních bloků přejde vztah pro podmínku oscilací do tvaru

$$\left[\frac{4C_{in}}{R_{in}} + \frac{4C_{out}}{R_{in}} + \frac{4C_{in}}{R_{out}} + \frac{4C_{out}}{R_{out}} + \left(\frac{1}{R_{in}} + \frac{1}{R_{out}} \right) \cdot (C_1 + 2C_2) \right] \frac{1}{C_{in} + C_{out} + C_2} + g_{m3} = 0 \quad (4.24)$$

a vztah pro kmitočet oscilací do tvaru

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{\frac{2}{R_{in}^2} + \frac{4}{R_{in}R_{out}} + \frac{2}{R_{out}^2} + \left(\frac{1}{R_{in}} + \frac{1}{R_{out}} \right) g_{m3} + g_{m1}g_{m2}}{2C_{in}^2 + 4C_{in}C_{out} + 2C_{out}^2 + (C_{in} + C_{out}) \cdot (C_1 + 2C_2) + C_1C_2}} \quad (4.25)$$

Zavedením $C_{in} = C_{out} = C_P$ je možno vztahy (4.24), (4.25) zjednodušit na

$$\left[\frac{8C_P}{R_{in}} + \frac{8C_P}{R_{out}} + \left(\frac{1}{R_{in}} + \frac{1}{R_{out}} \right) \cdot (C_1 + 2C_2) \right] \frac{1}{2C_P + C_2} + g_{m3} = 0 \quad (4.26)$$

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{\frac{2}{R_{in}^2} + \frac{4}{R_{in}R_{out}} + \frac{2}{R_{out}^2} + \left(\frac{1}{R_{in}} + \frac{1}{R_{out}} \right) g_{m3} + g_{m1}g_{m2}}{8C_P^2 + 2C_P(C_1 + 2C_2) + C_1C_2}} \quad (4.27)$$

Přestože transkonduktance g_{m3} je zastoupena krom podmínky oscilací i ve vztahu (4.27), bude mít, s ohledem k nutnosti nízké hodnoty g_{m3} , na výsledný oscilační kmitočet jen zanedbatelný vliv. Transkonduktance uvažované pro řízení kmitočtu nejsou v podmínce oscilací zastoupeny vůbec, tudíž při ladění kmitočtu by nemělo docházet k jejímu ovlivnění.

4.3.2 Návrh obvodových prvků

Stejným postupem jako v kapitole 4.1 nebo 4.2 je možné navrhnout jednotlivé prvky obvodu pro dosažení oscilačního kmitočtu 1MHz. Pro počáteční návrh obvodu je uvažováno $g_{m1} = g_{m2} = g_m$. Po zvolení $C_1 = C_2 = 2nF$, lze dopočít

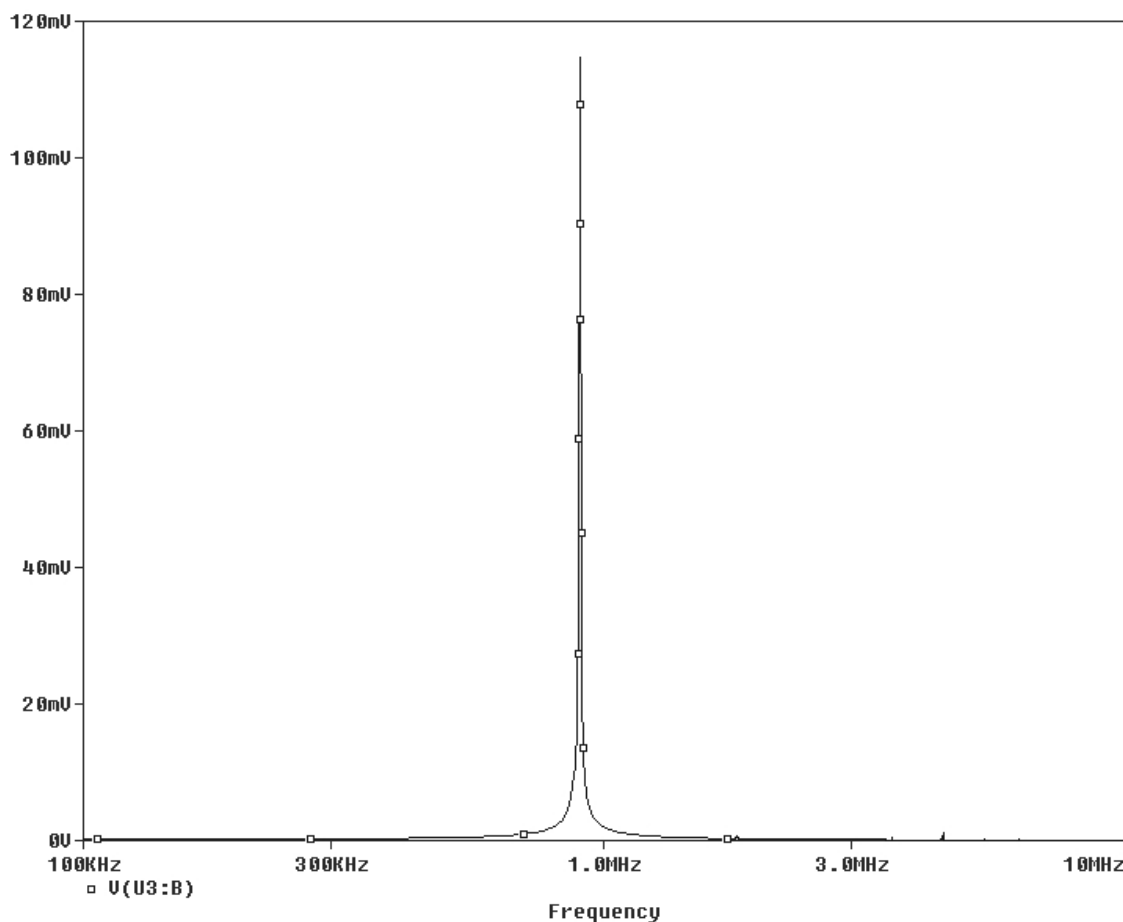
$$g_m = \sqrt{(2\pi \cdot f_0)^2 \cdot C_1 \cdot C_2} = 12,6mA/V \quad (4.28)$$

S pomocí obr. 4.3 a obr. 4.4 byly zjištěny hodnoty řídicích odporů $R_{OTA1} = R_{OTA2} = 7,1k\Omega$. U OTA3 je nutné nastavit nízkou hodnotu transkonduktance, jak vyplývá z oscilační podmínky. Experimentálně bylo zjištěno, že vhodná hodnota řídicího rezistoru R_{OTA3} se pohybuje ve vyšších jednotkách $k\Omega$. Jeho přesná hodnota bude nastavována, tak aby byla splněna podmínka oscilací.

4.3.3 Výsledky simulací a analýz

Kmitočet oscilací dosahovaný s modelem 3. řádu (viz. obr. 4.5) je 980,0kHz a s makromodelem výrobce 898,2kHz. Rozdíl zjištěných kmitočtů vůči navrhovanému je, jak již bylo uvedeno dříve, způsoben zejména nepřesnostmi při návrhu.

Napětíová úroveň výstupního signálu se pohybuje v rozmezí cca $150mV_{p-p}$ až $300mV_{p-p}$. Závisí na nastaveném oscilačním kmitočtu a zejména na přesnosti nastavení podmínky oscilací. S nastavením podmínky oscilací se mění také kmitočet oscilací a jeho spektrální čistota. Při pečlivém nastavení lze dosáhnout spektrálně poměrně čistého signálu, jak lze vidět na obr. 4.14.



Obr. 4.14 Spektrum výstupního signálu oscilátoru

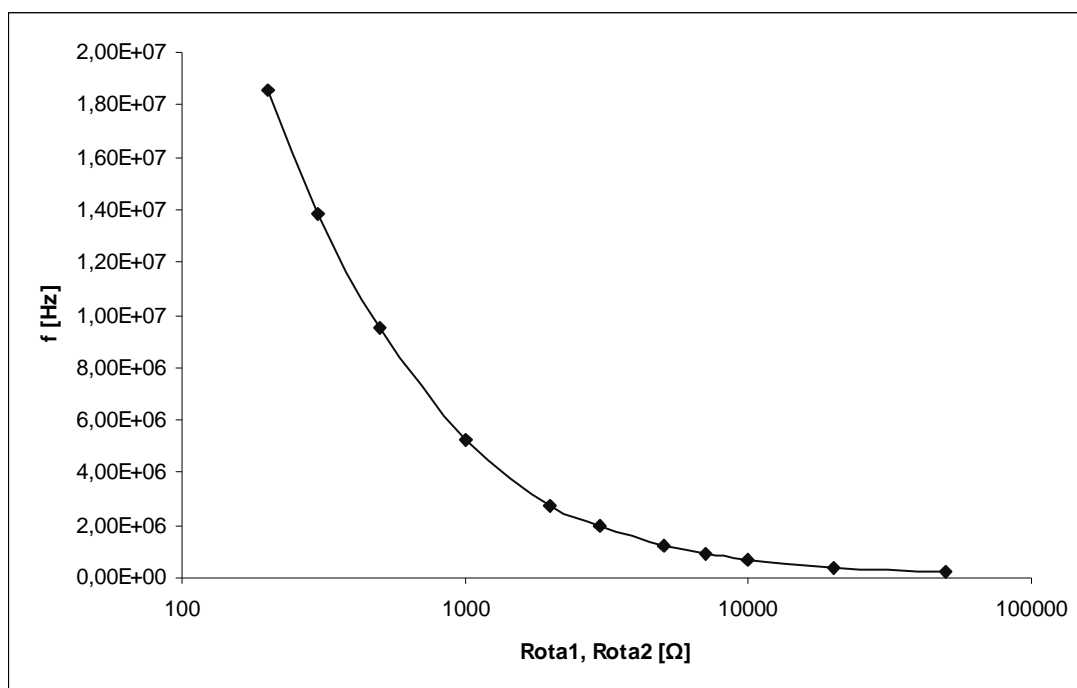
V tab. 4.5 jsou uvedeny úrovně jednotlivých harmonických složek generovaného signálu. Z nich lze následně určit harmonické zkreslení

$$k_h = \frac{\sqrt{K_{20}^2 + K_{30}^2 + K_{40}^2 + \dots}}{K_{10}} \cdot 100 = 1,364\% \quad (4.29)$$

Harmonická složka	Kmitočet [MHz]	Napětíová úroveň [mV]
f_{10}	0,8999	120,522
f_{20}	1,7999	700e-3
f_{30}	2,7004	337e-3
f_{40}	3,5901	338e-3
f_{50}	4,4900	1,376
f_{60}	5,3898	265e-3
f_{70}	6,2883	144e-3

Tab. 4.5 Harmonické složky spektra výstupního signálu

S kondenzátory $C_1 = C_2 = 2nF$ je dosažitelný rozsah kmitočtu oscilací od $225kHz$ (při $R_{OTA1} = R_{OTA2} = 50k\Omega$) do $18,55MHz$ (při $R_{OTA1} = R_{OTA2} = 200\Omega$). Na obr. 4.15 je uvedena závislost oscilačního kmitočtu na nastavených hodnotách řídicích rezistorů R_{OTA1} , R_{OTA2} .



Obr. 4.15 Závislost kmitočtu oscilací na hodnotě řídicích odporů pro OTA1, OTA2

V celém kmitočtovém rozsahu je generovaný signál spektrálně poměrně čistý, když harmonické zkreslení se pohybuje v rozmezí cca 1% až 1,5%. Po přepnutí kondenzátorů na $C_1 = C_2 = 150nF$ by byl dosažitelný rozsah kmitočtů od $3kHz$ do $255kHz$. S jedním přepnutím kondenzátorů tak lze pokrýt pásmo cca $3kHz$ až $18,5MHz$.

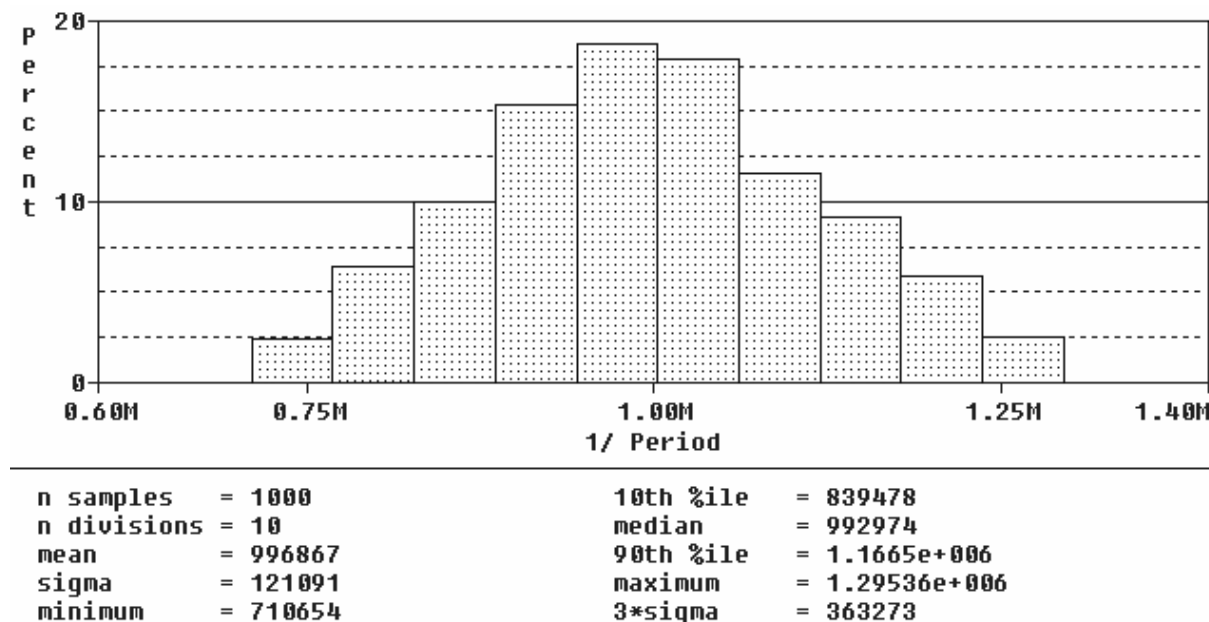
Tab. 4.6 uvádí hodnoty semirelativních citlivostí kmitočtu oscilací na změny pasivních prvků a parametrů modelu 3. řádu aktivních bloků OPA660, určené s využitím programu Matlab na základě vztahu (4.25).

Prvek	Udávaná hodnota	Minimální hodnota	Maximální hodnota	Semirelativní citlivost [Hz/%]
C_1 [nF]	2	1,9	2,1	-4,9727e3
C_2 [nF]	2	1,9	2,1	-4,9884e3
g_{m1} [mA/V]	12,6	8,82	16,38	5,0414e3
g_{m2} [mA/V]	12,6	8,82	16,38	5,0414e3
g_{m3} [mA/V]	10	7	13	12,8695
C_{in} [pF]	2,1	1,47	2,73	-15,6562
C_{out} [pF]	4,2	2,94	5,46	-31,3124
R_{in} [MΩ]	1	0,7	1,3	-350,6e-3
R_{out} [kΩ]	25	17,5	32,5	-14,0437

Tab. 4.6 Semirelativní citlivost osc. kmitočtu na pasivní prvky a parametry modelu OPA660

Parazitní vlastnosti zesilovače OPA660 budou mít, s výjimkou řízených transkonduktancí g_{m1} a g_{m2} , na kmitočet oscilací jen minimální vliv. Přepočet ze semirelativní citlivosti na absolutní lze provést, např. pro kondenzátor C_1 , takto

$$S_{C_1}^{f_0} = S_{\%C_1}^{f_0} \cdot \frac{100}{f_0} = -4,9727 \cdot 10^3 \cdot \frac{100}{980,0 \cdot 10^3} = -0,507 \quad (4.30)$$



Obr. 4.16 Histogram analýzy hromadné výroby

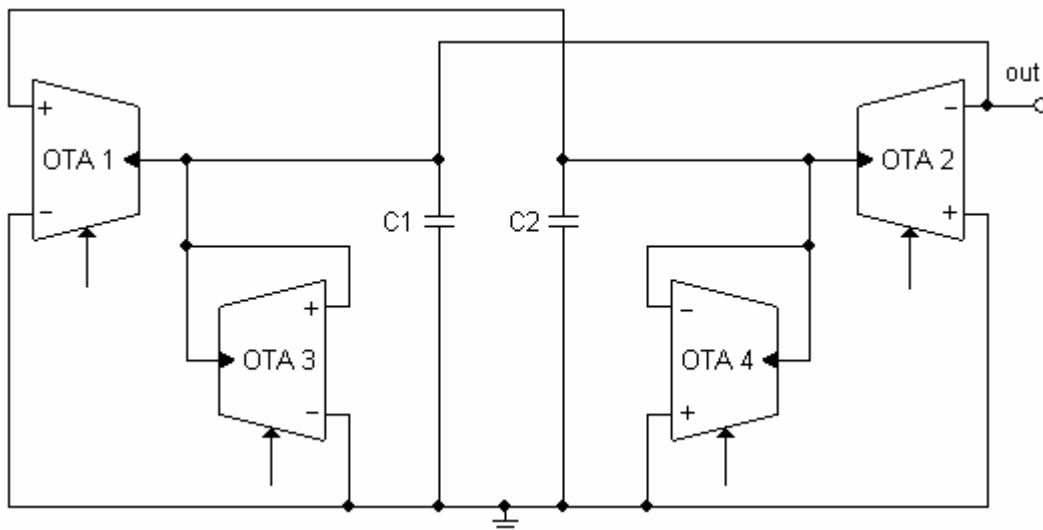
Při uvažování tolerance 5% u kondenzátorů, 1% u rezistorů a 30% u parametrů modelu 3.řádu aktivních prvků OPA660 se skutečný oscilační kmitočet obvodu může pohybovat v rozmezí cca 710kHz až 1,30MHz. Rozptyl kolem nominální hodnoty (1MHz) je tedy cca $\pm 290\text{kHz}$. Toto velké rozmezí je dáno zejména 30% tolerancí transkonduktance prvků OTA1 a OTA2. V reálném řízeném obvodu je možné požadovaný kmitočet snadno doladit. Rozptyl daný tolerancemi pasivních obvodových prvků a parametrů modelů aktivních bloků ovlivní zejména dosažitelný rozsah kmitočtů. Pokud bychom při hromadné výrobě tohoto oscilátoru na konkrétní kmitočet brali jako vyhovující pouze ty, které mají rozptyl $\pm 100\text{kHz}$, pak by výtěžnost výroby byla 57,6%.

4.3.4 Zhodnocení

Výhodou této koncepce oscilátoru je široké pásmo kmitočtů dosažitelné bez nutnosti změny kapacit a spektrální čistota generovaného signálu v celém tomto pásmu. Jistou nevýhodou je nutnost nastavování malé, avšak ne nulové transkonduktance u OTA3. Vzhledem k závislosti úrovně výstupního signálu na kmitočtu i správném nastavení oscilační podmínky je nutné použití obvodu stabilizace amplitudy.

4.4 Oscilátor využívající čtyř prvků OTA

4.4.1 Principiální schéma a určení základních vztahů



Obr. 4.17 Druhý oscilátor s čtyřmi prvky OTA

Uvedené principiální zapojení oscilátoru s čtyřmi transkonduktančními zesilovači bylo převzato z [24]. Pomocí programu SNAP byla zjištěna charakteristická rovnice tohoto obvodu ve tvaru

$$p^2 C_1 C_2 + p(C_2 g_{m3} - C_1 g_{m4}) + (g_{m1} g_{m2} - g_{m3} g_{m4}) = 0 \quad (4.31)$$

Z charakteristické rovnice odvozená podmínka oscilací má tvar

$$C_2 g_{m3} = C_1 g_{m4} \quad (4.32)$$

a pro kmitočet oscilací platí

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m1} g_{m2} - g_{m3} g_{m4}}{C_1 C_2}} \quad (4.33)$$

,kde g_{m1} , g_{m2} , g_{m3} , g_{m4} jsou transkonduktance jednotlivých OTA.

Z uvedených vztahů je zřejmé, že oscilační kmitočet lze snadno řídit změnami transkonduktancí g_{m1} , g_{m2} , které v idealizovaném případě nemají žádný vliv na plnění oscilační podmínky. Tuto pak je možno dostavovat změnou transkonduktance g_{m3} nebo g_{m4} . V tomto případě se jako výhodné k použití jeví provedení s integrovanými dvěma OTA do jednoho pouzdra. Výhodou uvedeného zapojení může být i fakt, že kmitočet oscilací závisí na rozdílu $g_{m1} g_{m2} - g_{m3} g_{m4}$ a teoreticky by tak mohlo být pokryto velmi široké pásmo kmitočtů bez potřeby přepínat kondenzátory. Jistou nevýhodou je, že g_{m3} a g_{m4} budou vzhledem k nutnosti dostavování podmínky oscilací ovlivňovat i oscilační kmitočet.

Reálné transkonduktanční zesilovače se, stejně jako všechny ostatní prvky, nechovají ideálně a je tudíž zapotřebí do základních vztahů zahrnout i jejich parazitní vlastnosti. Vzhledem k tomu, že pro konstrukci obvodu je předpokládáno použití stejných prvků OTA, je možno zavést následující zjednodušení:

$$C_{in1} = C_{in2} = C_{in3} = C_{in4} = C_{in}, \quad C_{out1} = C_{out2} = C_{out3} = C_{out4} = C_{out},$$

$$R_{in1} = R_{in2} = R_{in3} = R_{in4} = R_{in}, \quad R_{out1} = R_{out2} = R_{out3} = R_{out4} = R_{out}$$

,kde C_{in} , C_{out} , R_{in} , R_{out} jsou parazitní vlastnosti jednotlivých OTA. Pro podmínku oscilací pak platí

$$\left[\frac{8C_{in}}{R_{in}} + \frac{8C_{out}}{R_{in}} + \frac{8C_{in}}{R_{out}} + \frac{8C_{out}}{R_{out}} + \left(\frac{2}{R_{in}} + \frac{2}{R_{out}} \right) \cdot (C_1 + C_2) \right] + (2C_{in} + 2C_{out} + C_2)g_{m3} = (2C_{in} + 2C_{out} + C_1)g_{m4} \quad (4.34)$$

a pro kmitočet oscilací

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{\frac{4}{R_{in}^2} + \frac{8}{R_{in}R_{out}} + \frac{4}{R_{out}^2} + \left(\frac{2}{R_{in}} + \frac{2}{R_{out}} \right) (g_{m3} - g_{m4}) + (g_{m1}g_{m2} - g_{m3}g_{m4})}{4C_{in}^2 + 8C_{in}C_{out} + 4C_{out}^2 + (2C_{in} + 2C_{out}) \cdot (C_1 + C_2) + C_1C_2}} \quad (4.35)$$

S uvážením faktu, že vstupní i výstupní parazitní kapacity bloků OTA jsou shodně v řádu jednotek pF , lze vztahy pro oscilační kmitočet a podmínku oscilací dále zjednodušit zavedením $C_{in} = C_{out} = C_P$. Podmínka oscilací má poté tvar

$$\left[\frac{16C_P}{R_{in}} + \frac{16C_P}{R_{out}} + \left(\frac{2}{R_{in}} + \frac{2}{R_{out}} \right) \cdot (C_1 + C_2) \right] + (4C_P + C_2)g_{m3} = (4C_P + C_1)g_{m4} \quad (4.36)$$

a vztah pro úhlový oscilační kmitočet

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{\frac{4}{R_{in}^2} + \frac{8}{R_{in}R_{out}} + \frac{4}{R_{out}^2} + \left(\frac{2}{R_{in}} + \frac{2}{R_{out}} \right) (g_{m3} - g_{m4}) + (g_{m1}g_{m2} - g_{m3}g_{m4})}{16C_P^2 + 4C_P(C_1 + C_2) + C_1C_2}} \quad (4.37)$$

Jak je patrné z (4.34), transkonduktance g_{m1} , g_{m2} zamýšlené pro řízení kmitočtu oscilací nejsou v oscilační podmínce zastoupeny, tudíž ladění kmitočtu by nemělo mít vliv na její plnění. Přídavný vliv transkonduktancí g_{m3} , g_{m4} , vázaných ve vztahu pro oscilační kmitočet přes parazitní odpory vstupů/výstupů prvků OTA, se vzájemně téměř vyruší.

4.4.2 Návrh obvodových prvků

Využitím vztahu (4.32) je možné, obdobným postupem jako v předchozích kapitolách, navrhnout jednotlivé prvky obvodu pro dosažení oscilačního kmitočtu $1MHz$. Pro návrh

obvodu je uvažováno $g_{m1} = g_{m2} = g_{mx}$ a $g_{m3} = g_{m4} = g_{my} = 10\text{mA/V}$, což znamená použití řídicích rezistorů $R_{OTA3} = R_{OTA4} = 10\text{k}\Omega$. Po zvolení $C_1 = C_2 = 2\text{nF}$, lze dopočít

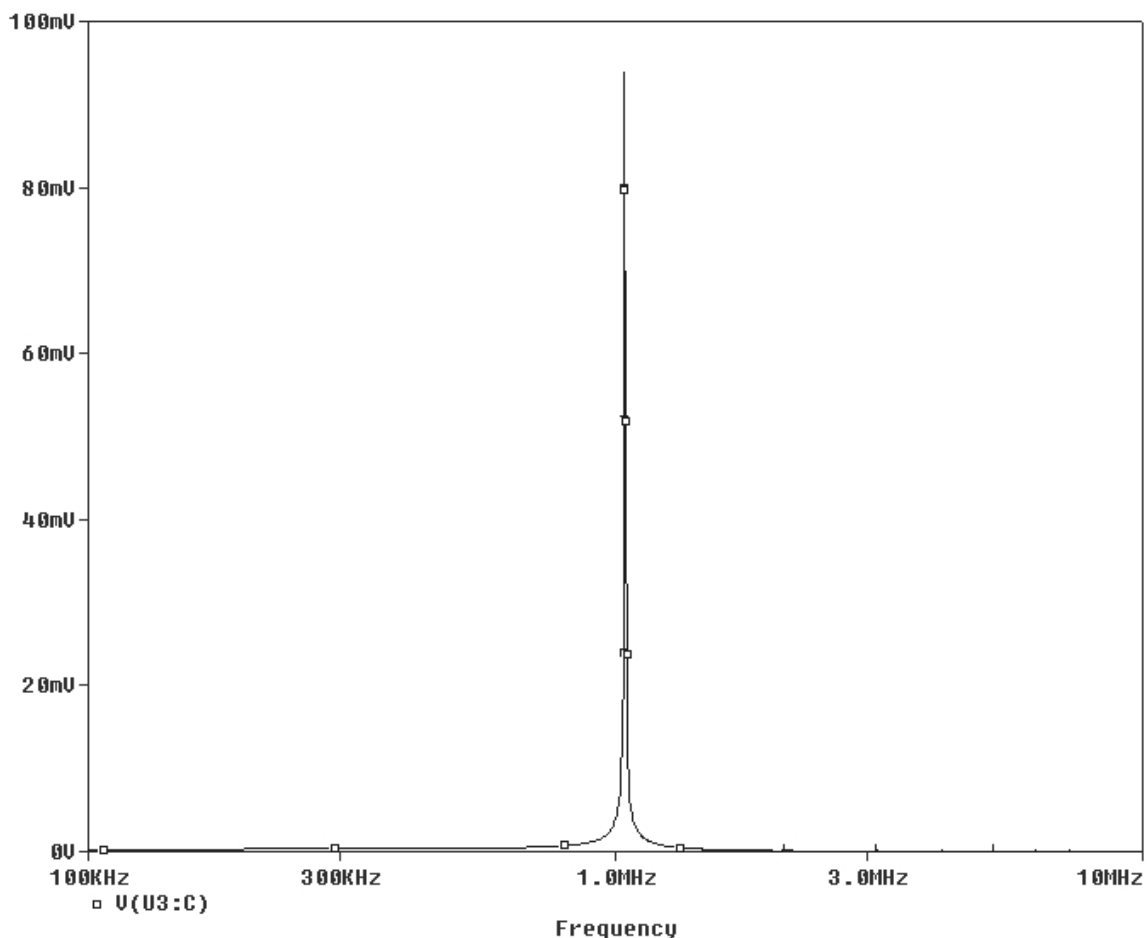
$$g_{mx} = \sqrt{(2\pi \cdot f_0)^2 \cdot C_1 \cdot C_2 + g_{my}^2} = 43,9\text{mA/V} \quad (4.38)$$

Využitím obr. 4.3 a obr. 4.4 pak lze určit hodnoty řídicích odporů $R_{OTA1} = R_{OTA2} = 1,6\text{k}\Omega$. Stejné hodnoty řídicích rezistorů pro OTA3 a OTA4 byly uvažované pouze pro zjednodušení výpočtu. Ve skutečnosti musí být hodnota jednoho z rezistorů nastavována tak, aby byla splněna oscilační podmínka.

4.4.3 Výsledky simulací a analýz

Kmitočet oscilací dosahovaný s modelem 3. řádu (uveden na obr. 4.5) je $1,042\text{MHz}$ a s makromodelem výrobce $987,1\text{kHz}$. Rozdíl zjištěných kmitočtů vůči navrhovanému je způsoben nepřesnostmi při návrhu konkrétních hodnot obvodových prvků a také tím, že nastavování oscilační podmínky ovlivňuje výsledný kmitočet.

Napěťová úroveň výstupního signálu se v celém kmitočtovém pásmu pohybuje v rozmezí cca 200mV_{p-p} až 250mV_{p-p} . S nastavováním podmínky oscilací se mění jak úroveň generovaného signálu, tak i kmitočet oscilací. Při správném nastavení lze dosáhnout spektrálně poměrně čistého signálu, jak je patrné z obr. 4.18.



Obr. 4.18 Spektrum výstupního signálu oscilátoru

Na základě údajů o úrovních jednotlivých harmonických složek zastoupených ve spektru výstupního napětí, jež jsou uvedeny v tab. 4.7, lze určit harmonické zkreslení

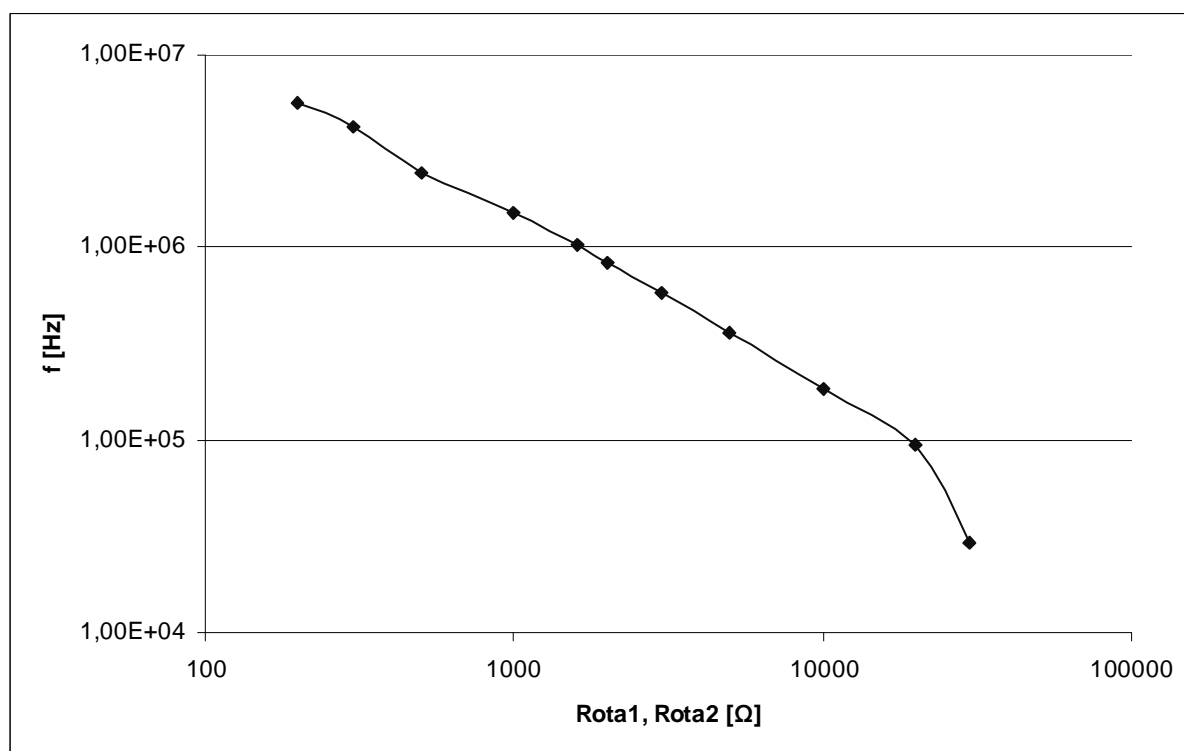
$$k_h = \frac{\sqrt{K_{20}^2 + K_{30}^2 + K_{40}^2 + \dots}}{K_{10}} \cdot 100 = 1,609\% \quad (4.39)$$

Harmonického zkreslení 1,2% až 2,0% lze, s výjimkou nejnižších kmitočtů (desítky kHz), dosáhnout prakticky v celém kmitočtovém rozsahu.

Harmonická složka	Kmitočet [MHz]	Napěťová úroveň [mV]
f_{10}	1,0400	93,933
f_{20}	2,0850	904e-3
f_{30}	3,1250	877e-3
f_{40}	4,1647	233e-3
f_{50}	5,2100	781e-3
f_{60}	6,2501	137e-3
f_{70}	7,2896	123e-3

Tab. 4.7 Harmonické složky spektra výstupního signálu

Na obr. 4.19 je uvedena závislost kmitočtu oscilací na nastavených hodnotách řídicích rezistorů R_{OTA1} , R_{OTA2} . S kondenzátory $C_1 = C_2 = 6,8nF$ je dosažitelný rozsah kmitočtu generovaného signálu od 29,5kHz (při $R_{OTA1} = R_{OTA2} = 30k\Omega$) do 5,57MHz (při $R_{OTA1} = R_{OTA2} = 200\Omega$). Při frekvencích pod 50kHz je však signál již viditelně zkreslený. Po přepnutí kondenzátorů na $C_1 = C_2 = 400nF$ by byl dosažitelný rozsah kmitočtů od 600Hz do 90kHz. S jedním přepnutím kondenzátorů tak lze pokrýt pásmo cca 600Hz až 5,6MHz.



Obr. 4.19 Závislost kmitočtu oscilací na hodnotě řídicích odporů pro OTA1, OTA2

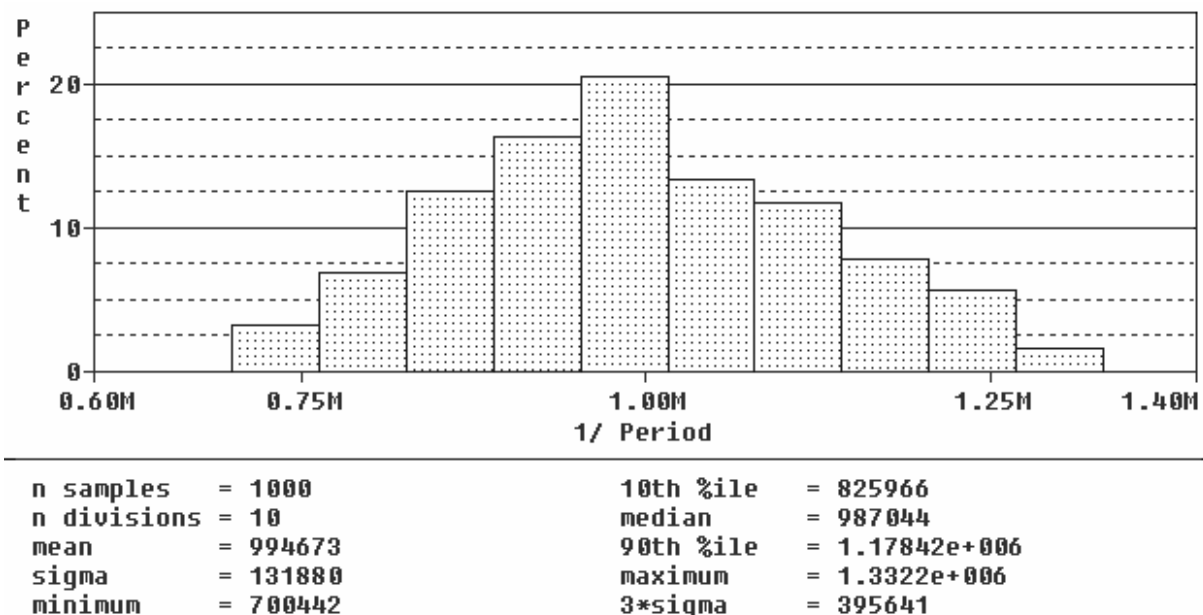
V tab. 4.8 jsou uvedeny hodnoty semirelativních citlivostí kmitočtu oscilací na změny pasivních prvků a parametrů modelu 3. řádu zesilovačů OPA660, určené s využitím programu Matlab na základě vztahu (4.35).

Prvek	Udávaná hodnota	Minimální hodnota	Maximální hodnota	Semirelativní citlivost [Hz/%]
C_1 [nF]	6,8	6,46	7,14	-4,9917e3
C_2 [nF]	6,8	6,46	7,14	-4,9917e3
g_{m1} [mA/V]	43,9	30,73	57,07	5,3353e3
g_{m2} [mA/V]	43,9	30,73	57,07	5,3353e3
g_{m3} [mA/V]	10	7	13	-271,0321
g_{m4} [mA/V]	10	7	13	-275,5141
C_{in} [pF]	2,1	1,47	2,73	-6,1566
C_{out} [pF]	4,2	2,94	5,46	-12,3131
R_{in} [MΩ]	1	0,7	1,3	-9,8733e-4
R_{out} [kΩ]	25	17,5	32,5	-43,2e-3

Tab. 4.8 Semirelativní citlivost osc. kmitočtu na pasivní prvky a parametry modelu OPA660

Přepoččet ze semirelativní citlivosti na absolutní lze provést, např. pro transkonduktanci g_{m3} , takto

$$S_{C1}^{f_0} = S_{\%C1}^{f_0} \cdot \frac{100}{f_0} = -4,9727 \cdot 10^3 \cdot \frac{100}{980,0 \cdot 10^3} = -0,507 \quad (4.40)$$



Obr. 4.20 Histogram analýzy hromadné výroby

Při uvažování tolerance 5% u kondenzátorů, 1% u rezistorů a 30% u parametrů modelu 3.řádu transkonduktančních zesilovačů OPA660 se skutečný oscilační kmitočet

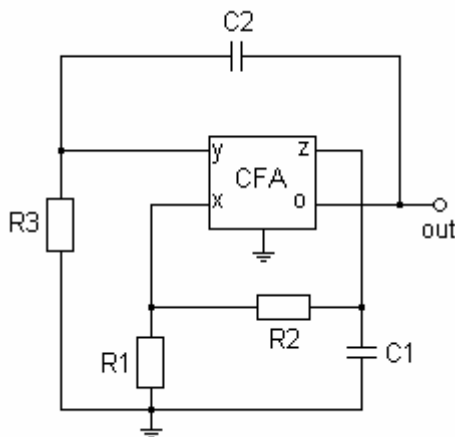
obvodu může pohybovat v rozmezí cca 700kHz až $1,33\text{MHz}$. Rozptyl kolem nominální hodnoty ($1,007\text{MHz}$) je tedy cca $\pm 310\text{kHz}$. Toto velké rozmezí je dáno zejména tolerancemi transkonduktancí všech aktivních prvků. Při konstrukci laditelného oscilátoru rozptyl daný tolerancemi pasivních obvodových prvků a parametrů modelů aktivních bloků ovlivňuje hlavně dosažitelný kmitočtový rozsah, neboť kmitočet oscilací lze snadno doladit. Při hromadné výrobě tohoto oscilátoru na konkrétní kmitočet by byla výtěžnost výroby, s uvažováním požadavku na maximální rozptyl $\pm 100\text{kHz}$, 62%.

4.4.4 Zhodnocení

Hlavní výhodou tohoto řešení oscilátoru je, že ze všech uvedených řešení, nejširší dosažitelný rozsah frekvence oscilací bez nutnosti přepínání kapacit. Navíc je téměř v celém laditelném pásmu (krom nejnižších kmitočtů) dosahováno poměrně čistého spektra generovaného signálu. Stejně jako u všech předešlých řešení, je i v tomto případě nutný obvod stabilizace amplitudy, neboť při ladění kmitočtů by jinak docházelo k vysazování oscilací. Jistou nevýhodou je, že transkonduktance, která bude řízena stabilizací amplitudy se negativně projeví na stabilitě kmitočtu oscilací.

4.5 Jednoduchý oscilátor s CFA

4.5.1 Principiální schéma a určení hlavních vztahů



Obr. 4.21 Oscilátor využívající transimpedanční zesilovač CFA

Zapojení oscilátoru postaveného na základě prvku CFA bylo převzato z [25]. Pomocí programu SNAP byla zjištěna charakteristická rovnice ve tvaru

$$p^2 C_1 C_2 R_1 R_2 R_3 + p R_2 (C_1 R_1 - C_2 R_3) + 2 R_1 = 0 \quad (4.41)$$

z níž vychází podmínka oscilací ve tvaru

$$C_1 R_1 = C_2 R_3 \quad (4.42)$$

a vztah pro úhlový oscilační kmitočet ve tvaru

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{2}{C_1 C_2 R_2 R_3}} \quad (4.43)$$

Ze vztahů (4.41), (4.42) je patrné, že k řízení kmitočtu oscilací lze použít rezistor R_2 , který není zastoupen v podmínce oscilací. Pomocí kapacit C_1, C_2 pak je možno přepínat kmitočtové rozsahy. Výhodou tohoto zapojení je, na první pohled jednoduchost obvodu.

Hlavní nevýhodou CFA je nenulový odpor proudového vstupu X . Při uvažování tohoto parazitního vlivu přechází vztah pro podmínku oscilací do tvaru

$$\frac{R_x}{R_2}(C_2 R_3 + C_1 R_2 + C_1 R_1) + C_1 R_1 = C_2 R_3 \quad (4.44)$$

a vztah pro oscilační kmitočet do tvaru

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{2R_1 + R_x}{C_1 C_2 R_3 (R_1 R_x + R_2 R_x + R_1 R_2)}} \quad (4.45)$$

Po zahrnutí nenulového odporu vstupu R_x se rezistor R_2 uvažovaný pro řízení kmitočtu, objevuje i v oscilační podmínce. Je zřejmé, že velké změny jeho hodnoty mohou mít za následek nesplnění oscilační podmínky, což ve výsledku bude omezovat i dosažitelný rozsah kmitočtu oscilací.

4.5.2 Návrh obvodových prvků

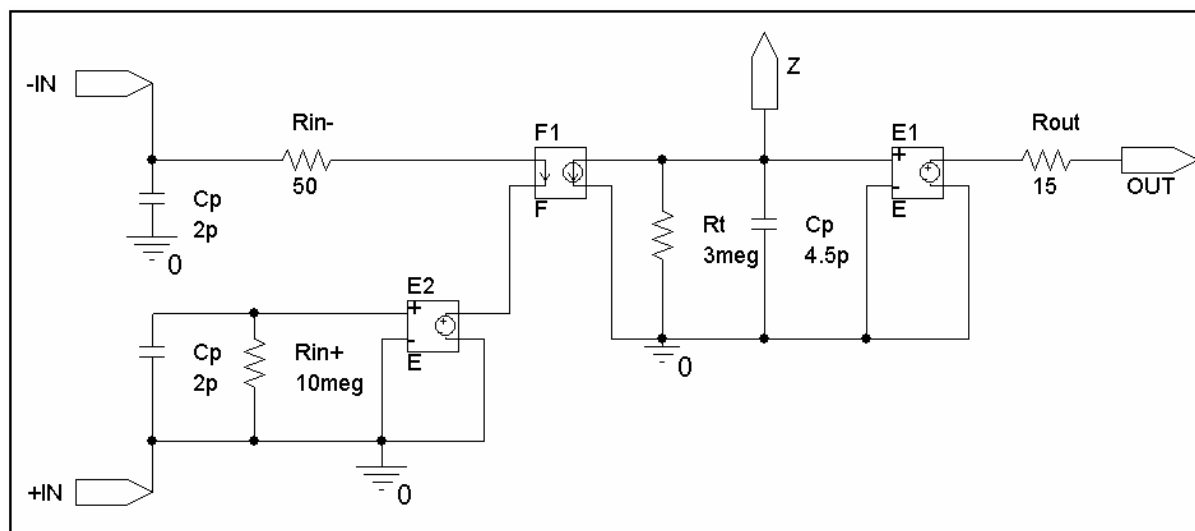
Na základě vztahu (4.43) je možné navrhnout obvod oscilátoru na $1MHz$. Jako aktivní prvek je použit transkonduktanční zesilovač AD844 [28] firmy Analog Devices. Hodnoty kondenzátorů jsou zvoleny $C_1 = C_2 = 100pF$. Pro rezistory R_1, R_3 je zvolena hodnota $1k\Omega$. Nyní je možno dopočítat velikost řídicího rezistoru R_2

$$R_2 = \frac{2}{(2\pi \cdot f_0)^2 C_1 C_2 R_3} = 5,066k\Omega \quad (4.46)$$

Rezistor R_1 není zastoupen ve vztahu pro oscilační kmitočet a je tedy výhodné jej použít pro nastavování oscilační podmínky. Jeho skutečná hodnota bude vhodně nastavována, tak aby podmínka oscilací byla splněna.

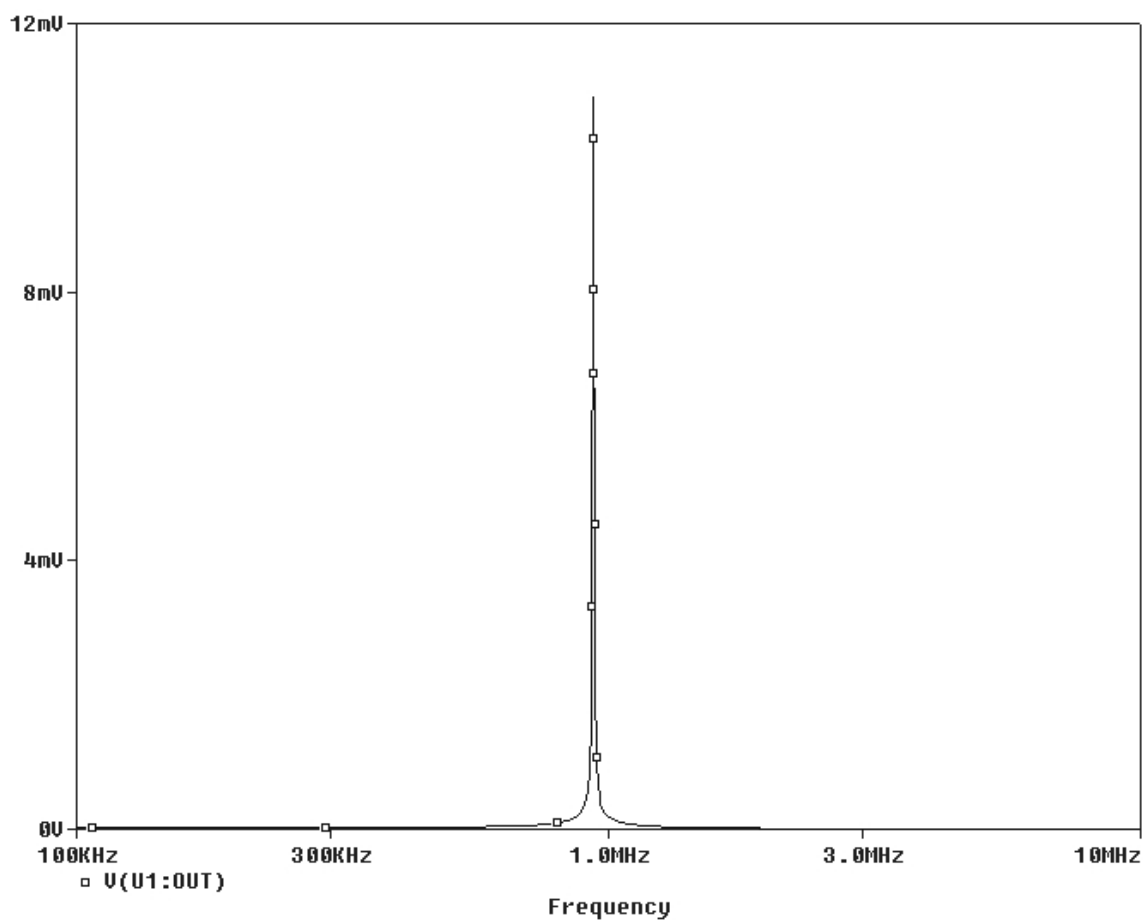
4.5.3 Výsledky simulací a analýz

Kmitočet oscilací s modelem 3.řádu prvku AD844, uvedeného na obr. 4.22, je $951,98kHz$ a s makromodelem výrobce $934,47kHz$. Rozdíl oproti navrhovanému kmitočtu je dán nutností měnit hodnotu rezistoru R_1 a parazitními vlastnostmi aktivního bloku, se kterými vztah (4.43) nepočítá.

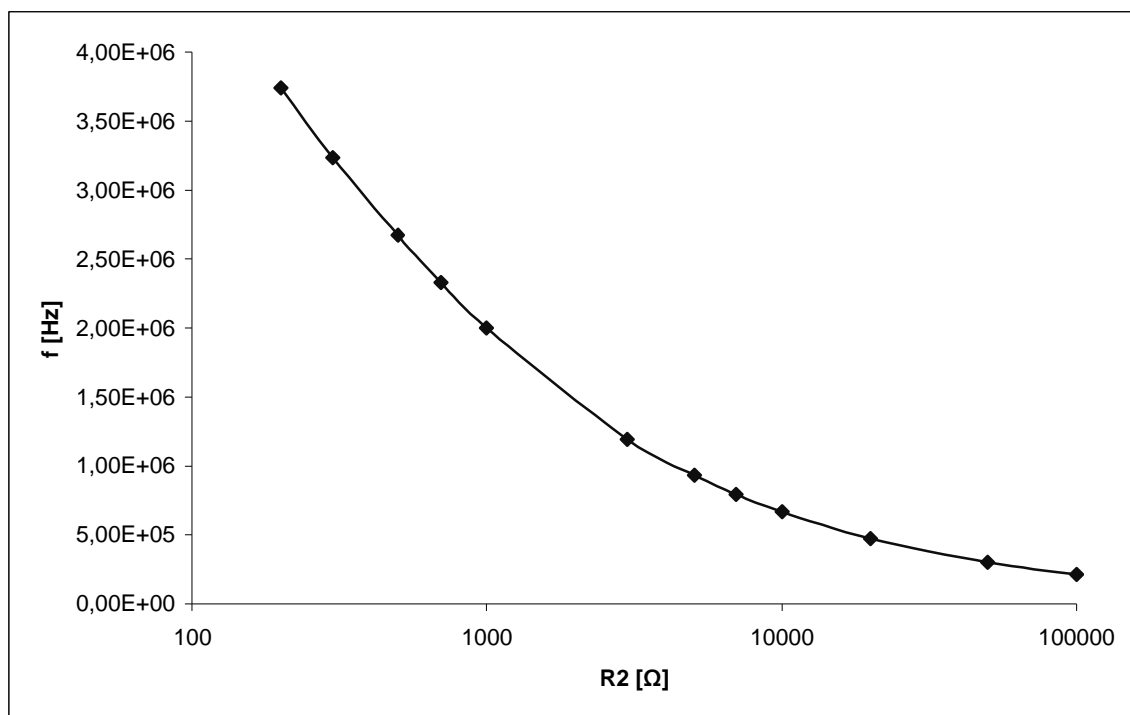


Obr. 4.23 Model 3. řádu prvku AD844 [29]

Napěťová úroveň generovaného signálu se pohybuje v rozmezí $30mV_{p-p}$ až $50mV_{p-p}$ a je závislé na kmitočtu oscilací. Na kmitočtu naopak téměř není závislé spektrum výstupního signálu a v celém dosažitelném rozsahu je spektrum signálu nejčistší ze všech zkoumaných oscilátorů, což dokumentuje obr. 4.23. Při správně nastavené podmínce oscilací nemají, při cca $1MHz$, vyšší harmonické složky spektra měřitelnou úroveň.



Obr. 4.23 Spektrum generovaného signálu oscilátoru



Obr. 4.24 Závislost kmitočtu oscilací na hodnotě odporu R_2

Na obr. 4.24 je uvedena závislost kmitočtu oscilací hodnotě rezistoru R_2 . S kondenzátory $C_1 = C_2 = 100 \text{ pF}$ je dosažitelný rozsah kmitočtu generovaného signálu od 214 kHz (při $R_2 = 100 \text{ k}\Omega$) do $3,741 \text{ MHz}$ (při $R_2 = 200 \Omega$). Po přepnutí kondenzátorů na $C_1 = C_2 = 1,5 \text{ nF}$ by byl dosažitelný rozsah kmitočtů od cca 15 kHz do cca 250 kHz . S jedním přepnutím kondenzátorů tak lze pokrýt pásmo cca 15 kHz až $3,74 \text{ MHz}$.

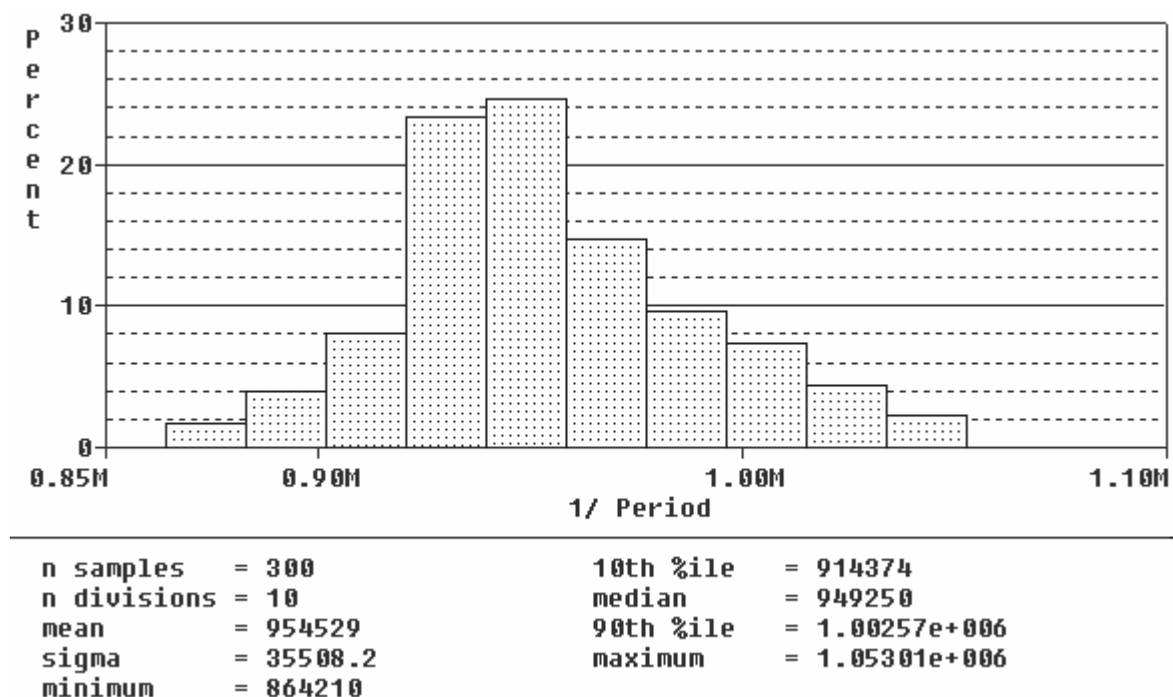
V tab. 4.9 jsou uvedeny hodnoty semirelativních citlivostí kmitočtu oscilací na změny pasivních prvků a nenulového odporu vstupu X prvku AD844, určené s využitím programu Matlab na základě vztahu (4.45).

Prvek	Udávaná hodnota	Minimální hodnota	Maximální hodnota	Semirelativní citlivost [Hz/%]
$C_1 [\text{pF}]$	100	95	105	-713,9559
$C_2 [\text{pF}]$	100	95	105	-713,9559
$R_1 [\text{k}\Omega]$	1	0,99	1,01	-14,1622
$R_2 [\text{k}\Omega]$	5,006	4,956	5,056	-67,7360
$R_3 [\text{k}\Omega]$	1	0,99	1,01	-712,8845
$R_x [\Omega]$	50	35	65	-662,4802

Tab. 4.9 Semirelativní citlivost osc. kmitočtu na pasivní prvky a parazitní R_x prvku AD844

Přepoččet ze semirelativní citlivosti na absolutní lze provést, např. pro rezistor R_2 , takto

$$S_{R1}^{f_0} = S_{\%R1}^{f_0} \cdot \frac{100}{f_0} = -67,7360 \cdot \frac{100}{952,0 \cdot 10^3} = -7,115 \cdot 10^{-3} \quad (4.47)$$



Obr. 4.25 Histogram analýzy hromadné výroby

Při uvažování tolerance 5% u kondenzátorů, 1% u rezistorů a 30% u parametrů modelu 3.řádu transimpedančního zesilovače AD844 se skutečný oscilační kmitočet obvodu může pohybovat v rozmezí cca 864kHz až 1,053MHz. Rozptyl kolem nominální hodnoty (951kHz) je tedy cca $\pm 90\text{kHz}$, což je nejméně z uváděných oscilátorů. Naopak při hromadné výrobě tohoto oscilátoru na konkrétní kmitočet s požadavkem na maximální rozptyl $\pm 50\text{kHz}$, by byla výtěžnost výroby 87,67%, což je ze všech řešení nejvíce i přes nižší požadovaný rozptyl.

4.5.4 Zhodnocení

Uvedené řešení oscilátoru s prvkem CFA má několik výhod. Je dosahováno nejvyšší spektrální čistoty generovaného signálu přes celý kmitočtový rozsah. Dále je dosaženo nejnižšího rozptylu skutečných kmitočtů výstupního signálu při případné hromadné výrobě a nejvyšší výtěžnosti. Nevýhodou je zejména nízká úroveň výstupního signálu a nutnost přesného nastavení podmínky oscilací. Z uvedeného důvodu se tento oscilátor neobejde bez obvodu stabilizace amplitudy kmitů.

5 Praktická realizace oscilátorů

V rámci této kapitoly budou prakticky realizovány tři vybraná zapojení oscilátorů. Na funkčních obvodech budou následně provedena měření jejich základních charakteristik a tyto budou srovnány s výsledky simulací z programu PSpice. V samostatných kapitolách budou dále stručně uvedeny příklady řešení stabilizace amplitudy a řízení oscilačního kmitočtu.

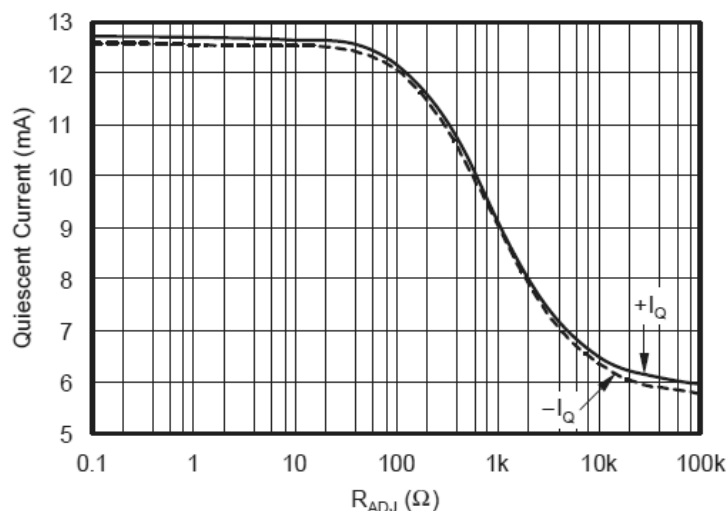
K realizaci byly vybrány základní obvody oscilátorů z kapitol 4.2, 4.3, 4.4. S těmito třemi zvolenými zapojeními byla při simulacích dosahována nejširší pásma přeladitelnosti kmitočtu, všechny jsou postaveny na stejných aktivních blocích a umožňují použití téměř totožného řešení stabilizace amplitudy. Jak již bylo řečeno v úvodu čtvrté kapitoly, tato práce je pojata jako srovnání různých variant oscilátorů postavených na transkonduktančních zesilovačích.

Všechny simulace provedené ve 4. kapitole byly provedeny s prvkem OPA660. Tento integrovaný obvod již není dodáván. K fyzické realizaci konkrétních zapojení byl zvolen prvek OPA860/OPA861. Vzhledem k tomu, že OPA860/OPA861 je nástupcem typu OPA660 a vyznačuje se velice podobnými vlastnostmi lze předpokládat, že při opětovném provedení simulací 4. kapitoly by bylo dosaženo obdobných výsledků.

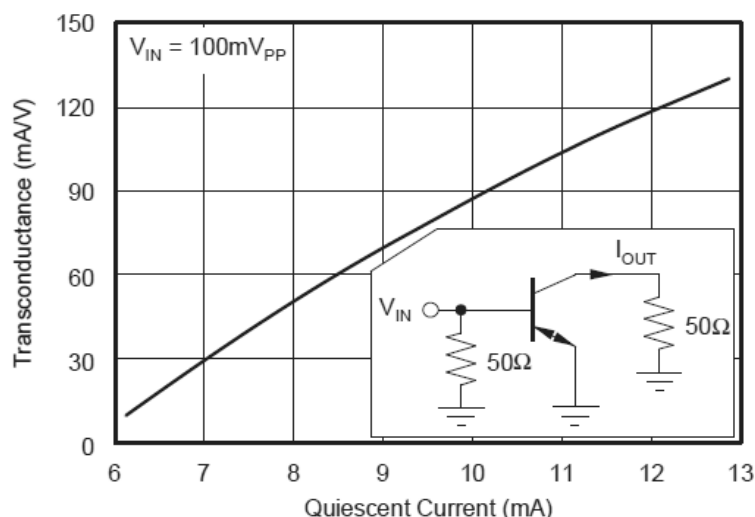
Vybrané oscilátory byly realizovány na kontaktním nepájivém poli, což umožňuje jednoduše modifikovat zapojení zkoumaného obvodu bez nutnosti navrhování a osazování nové desky plošných spojů (DPS). Nevýhodou tohoto přístupu je vysoká úroveň šumu zanášeného do obvodu a nezanedbatelné parazitní kapacity mezi jednotlivými kanálky. K měření vlastností navržených oscilátorů byly používány osciloskopy DSO-2150 USB (obvod z kapitoly 5.4), HP 54603B (obvody z kapitol 5.3, 5.4, 5.5), Agilent DSO 1012A (obvody z kapitol 5.3, 5.5), Tektronix TDS 1012B (obvody z kapitol 5.3, 5.4, 5.5).

5.1 Řízení kmitočtu oscilací

Prvek OPA860/OPA861 umožňuje přímé řízení transkonduktance g_m pomocí proudu I_Q , který je nastavován rezistorem R_{ADJ} zapojeným mezi jeho řídicí svorku a záporné napájecí napětí. Závislost I_Q na rezistoru R_{ADJ} je uvedena na obr. 5.1 a závislost transkonduktance g_m na proudu I_Q je uvedena na obr. 5.2.



Obr. 5.1 Závislost řídicího proudu na nastavovacím rezistoru pro prvek OPA860/OPA861 [11]



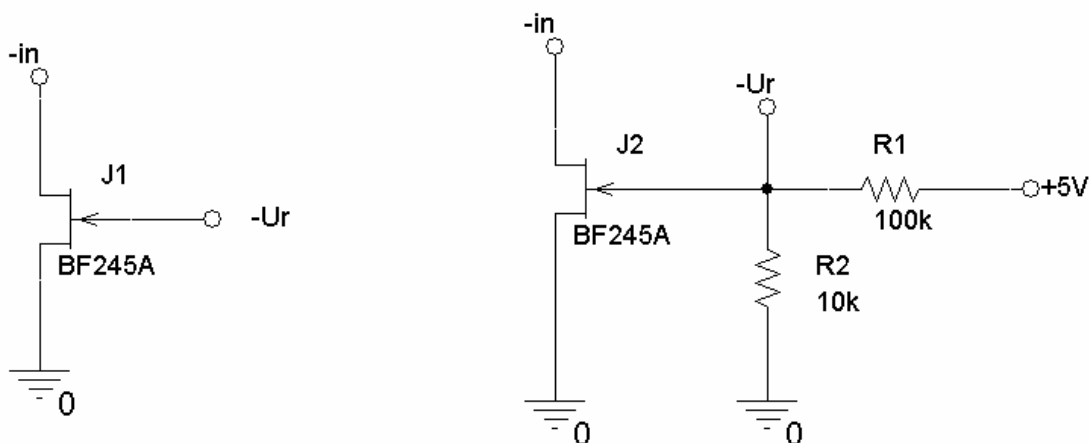
Obr. 5.2 Závislost transkonduktance prvku OPA860/OPA861 na řídicím proudu [11]

Jak je patrné z obr. 5.1 a 5.2 prvek OPA860/OPA861 lze změnou rezistoru R_{ADJ} v rozsahu cca 100Ω až $5k\Omega$ řídit transkonduktanci g_m v rozmezí cca $10mA/V$ až $120mA/V$. Při precizním návrhu DPS a použití kvalitních pasivních i aktivních prvků je možné tuto vlastnost k řízení kmitočtu oscilací skutečně využít. Při požadavku na elektrické řízení by rezistor R_{ADJ} mohl být realizován digitálním potenciometrem. Ač digitální potenciometry nejsou použitelné do příliš vysokých kmitočtů (maximálně stovky kHz až nízké jednotky MHz) bylo by v tomto případě možné jejich využití bez ohledu na kmitočet oscilací neboť by jimi byl řízen pouze stejnosměrný proud.

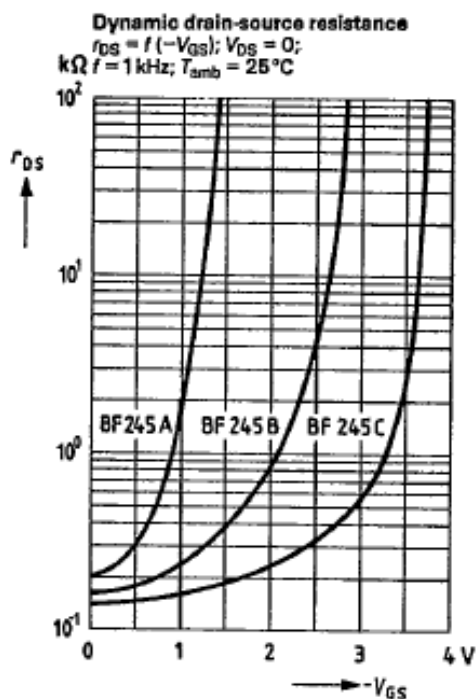
Při běžném použití prvku OPA860/OPA861 je nutné zejména z důvodu omezení šumu a zachování dobrých dynamických vlastností nutné k invertujícímu vstupu připojit tzv. degrační rezistor R_E . Tento však velmi výrazně snižuje rozsah transkonduktance využitelné řízením pomocí rezistoru R_{ADJ} . Skutečná hodnota transkonduktance při zapojení degračního rezistoru je dána dle vztahu

$$g_{m,deg} = \frac{1}{\frac{1}{g_m} + R_E} . \quad (5.1)$$

Vzhledem k tomu, že pro $R_E > 100\Omega$ je již transkonduktance závislá prakticky pouze na velikosti R_E , které může být měněno v poměrně širokém rozsahu je možné při konstrukci oscilátoru použít právě degrační rezistor k řízení oscilačního kmitočtu. Pokud je invertující vstup OTA propojen do obvodu lze R_E realizovat digitálním potenciometrem. Toto řešení však, jak již bylo dříve řečeno, použití navrhovaného obvodu kmitočtově značně omezuje. V případě, že invertující vstup OTA spojen se zemí lze rezistor R_E nahradit tranzistorem FET (např. BF245, J111, J310...) a využívat jej v odporovém režimu viz. obr. 5.3. Tímto způsobem lze realizovat řízení oscilačního kmitočtu napětím. Na obr. 5.5 je uvedena závislost dynamického odporu r_{DS} na záporném napětí U_{GS} . Je patrné, že r_{DS} při nulovém napětí nabývá nenulových hodnot (dle typu cca 150 až 250Ω), což nemusí být žádoucí. Tento nedostatek je možné odstranit malým kladným předpětím viz. obr. 5.4, které v případě nulového nebo velmi malého řídicího napětí tranzistor zcela otevře.

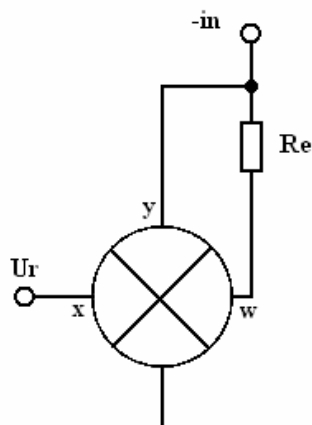


Obr. 5.3 a 5.4 Zapojení tranzistoru FET v odporovém režimu



Obr. 5.5 Závislost dynamického odporu r_{DS} na napětí V_{GS} tranzistoru BF245 [30]

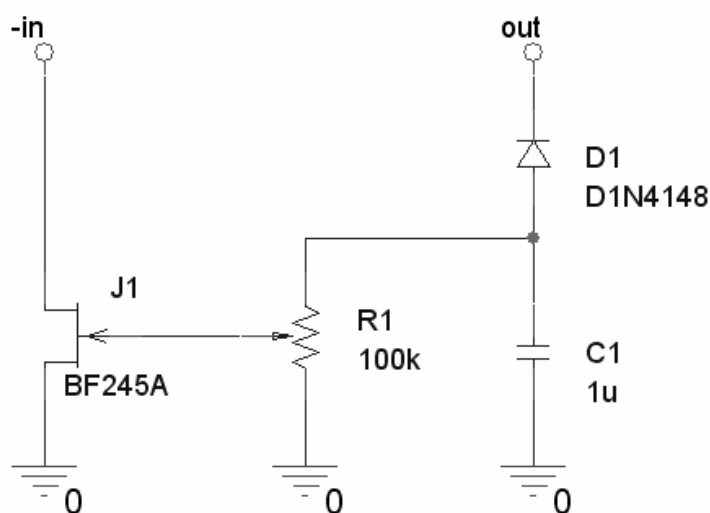
K nepřímému řízení degračního odporu R_E lze též využít analogovou násobičku. Ta může být zapojena podle obr. 5.6 s rezistorem R_E pevné velikosti. Změnou řídicího napětí přivedeného na vstup „x“ násobičky pak lze zdánlivě měnit velikost degračního odporu. Již nedostupným, typem je jednoduchá násobička MLT04 použitelná do jednotek MHz. V současné době jsou k dostání např. AD 734 použitelná do 10MHz nebo AD834 s použitelností až do 500MHz. Je nutné podotknout, že ceny rychlých analogových násobiček se pohybují kolem 20 dolarů a jedná se tak o řešení značně nákladné.



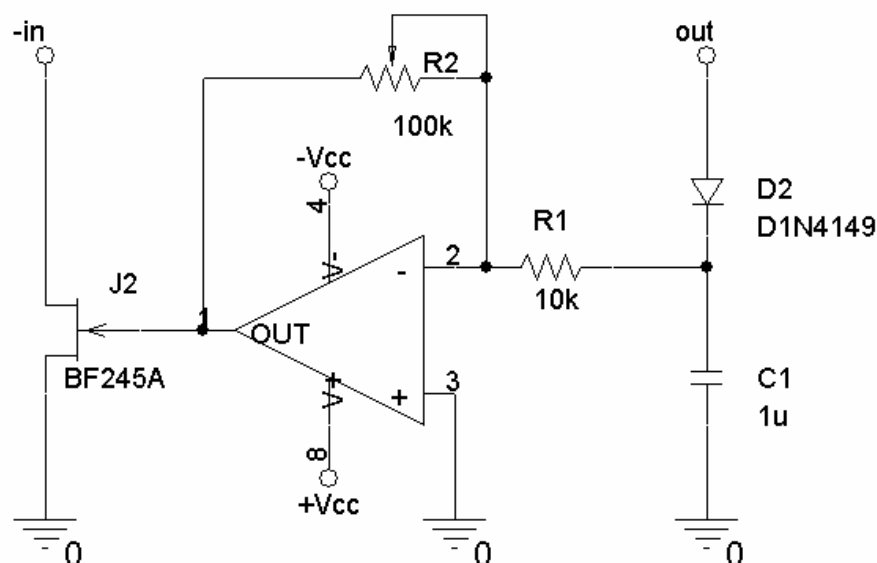
Obr. 5.6 Analogová násobička využitá k řízení degračního odporu

5.2 Automatická stabilizace amplitudy kmitů

Automatickou stabilizací amplitudy kmitů se rozumí řízení některého prvku obvodu zpětnou vazbou z výstupu obvodu. Je-li k nastavování oscilační podmínky určen rezistor spojený se zemí, jehož hodnota musí být pro spolehlivé nasazení kmitů nízká a postupně se zvyšovat, pak je nejjednodušším řešením jeho nahrazení tranzistorem N-FET v odporovém režimu podobně, jak již bylo popsáno v předchozí kapitole. Příklad takového zapojení je uveden na obr. 5.7. Na řídicí svorku „G“ tranzistoru BF245a je přivedena záporná půlvlna výstupního signálu. Zvyšování tohoto napětí má za následek zvýšení dynamického odporu r_{DS} tranzistoru, čímž dojde k tlumení kmitů. Při poklesu úrovně výstupního signálu je působení opačné. Pomocí trimru je nastavována správná úroveň záporného napětí. V případě, že je signál na výstupu slabý lze trimr nahradit zesilovačem s nastavitelným zesílením např. řešením podle obr. 5.8, které lze použít i pro zeslabení úrovně záporného napětí při potřebě většího otevření tranzistoru.



Obr. 5.7 Stabilizace amplitudy kmitů s tranzistorem N-FET



Obr. 5.8 Stabilizace amplitudy kmitů s tranzistorem N-FET a řízeným zesilovačem

Řešení stabilizace amplitudy z obr. 5.7 je s drobnými modifikacemi postačující ve všech realizovaných obvodech. Pro konkrétní zapojení je možné vytvořit mnoho variant zapojení stabilizace amplitudy s tranzistory, operačními zesilovači nebo např. násobičkou podobně jako bylo uvedeno v kapitole 5.1 Jejich podrobné studium však není náplní této práce.

5.3 Oscilátor se čtyřmi OTA

5.3.1 Návrh konkrétního obvodu

Tento oscilátor vychází z principiálního zapojení uvedeného v kapitole 4.2. K jeho konstrukci bylo použito třech prvků OPA861 a jednoho OPA860. V souladu s kapitolou 5.1 není oproti principiálnímu zapojení pro řízení kmitočtu oscilací využíváno rezistorů R_{ADJ} . Tyto jsou pevně zvoleny na $R_{ADJ\,1,2,3,4} = 100\Omega$ čímž se, dle obr. 5.1 a obr. 5.2, transkonduktance všech prvků OTA nastaví na cca $g_{m\,1,2,3,4} = 110\text{mA/V}$. K řízení kmitočtu je použit degradační rezistor R_{E2} náležející k prvku OTA2. K nastavování oscilační podmínky je využit rezistor R_{E3} . Degradanční rezistory prvků OTA1 a OTA4 jsou zapojeny do obvodu, tudíž jejich využití pro řízení kmitočtu nebo oscilační podmínky není příliš vhodné. Zvoleny tedy byly pevné hodnoty $R_{E1} = 300\Omega$ a $R_{E4} = 2200\Omega$. S použitím vztahu (5.1) lze dopočítat přibližnou hodnotu transkonduktance prvku OTA1

$$g_{m,\text{deg1}} = \frac{1}{\frac{1}{g_m} + R_{E1}} = \frac{1}{\frac{1}{110 \cdot 10^{-3}} + 300} = 3,23\text{mA/V} . \quad (5.2)$$

Po zvolení $C_1 = C_2 = 470 \text{ pF}$ lze ze vztahu (4.13) vypočíst hodnotu $g_{m,\text{deg } 2}$ potřebnou pro nastavení kmitočtu 1 MHz

$$g_{m,\text{deg } 2} = \frac{(2\pi \cdot f_0)^2 C_1 C_2}{g_{m,\text{deg } 1}} = \frac{(2\pi \cdot 10^6)^2 \cdot 470 \cdot 10^{-12} \cdot 470 \cdot 10^{-12}}{3,23 \cdot 10^{-3}} = 2,70 \text{ mA/V} . \quad (5.3)$$

Pomocí vztahu (5.1) lze vypočítat potřebná velikost odporu R_{E2}

$$R_{E2} = \frac{1 - \frac{g_{m,\text{deg } 2}}{g_m}}{g_{m,\text{deg } 2}} = \frac{1 - \frac{2,7 \cdot 10^{-3}}{110 \cdot 10^{-3}}}{2,7 \cdot 10^{-3}} = 361,3 \Omega . \quad (5.4)$$

Pro stabilizaci amplitudy bylo zvoleno řešení uvedené na obr. 5.7. Experimentálně bylo zjištěno, že dynamický odpor r_{DS} jednoho tranzistoru BF245a je pro spolehlivý start příliš vysoký. Jako nejvhodnější se ukázalo použití dvou tranzistorů BF245c zapojených paralelně. Obvod stabilizace amplitudy by mohl negativně ovlivňovat poměry v oscilátoru a ve výsledku tak narušovat jeho správnou činnost. Z tohoto důvodu je mezi usměrňovací diodu a výstup oscilátoru zařazen buffer, který obvod stabilizace amplitudy impedančně oddělí.

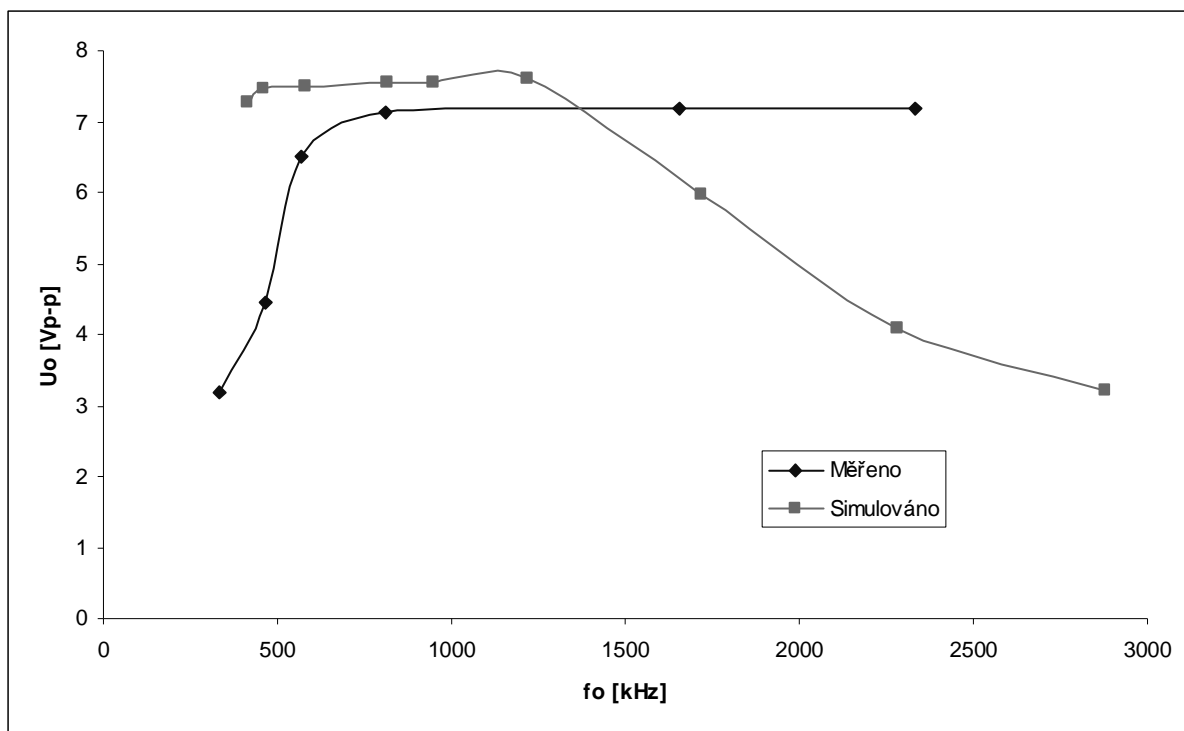
Pro řízení kmitočtu oscilací bylo použito řešení z obr. 5.3. Rovněž v tomto případě byla místo jednoho tranzistoru BF245a použita paralelní kombinace dvou tranzistorů BF245c. Celkové zapojení oscilátoru je uvedeno v příloze A.1. K napájecím vstupům každého OTA je připojen blokační kondenzátor velikosti $1 \mu\text{F}$ a filtrační kondenzátor velikosti 100 nF . Z důvodu zachování přehlednosti schématu tyto nejsou v celkovém zapojení uvedeny.

5.3.2 Výsledky měření a simulací

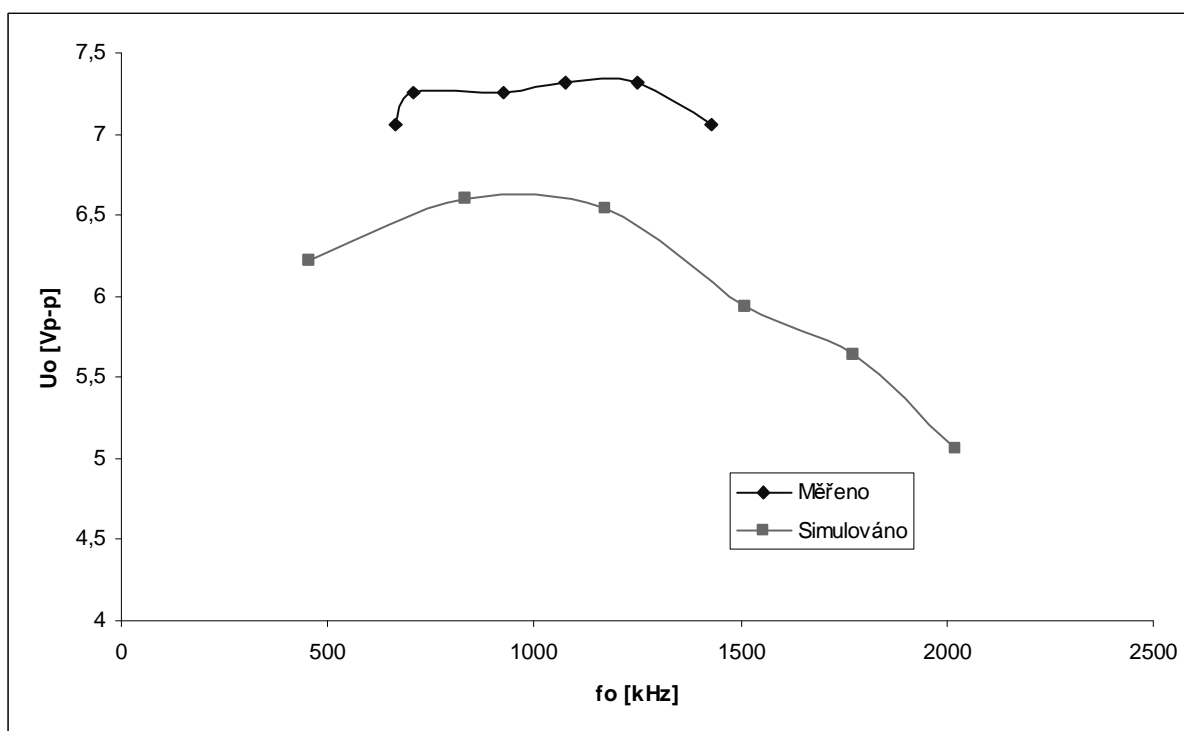
Skutečně dosahovaný kmitočet oscilací s uvedenými hodnotami obvodových prvků je při simulaci s makromodelem výrobce 950 kHz a při měření na realizovaném zapojení 770 kHz . Rozdíl vůči teoretické hodnotě je v reálném obvodu způsoben zejména tolerancí transkonduktancí i pasivních obvodových prvků a také faktem, že transkonduktance určené pro nastavení oscilační podmínky mají na dosahovaný kmitočet výrazně vyšší vliv než by se na základě teoretických vztahů dalo předpokládat.

Napěťová úroveň generovaného signálu je závislá na kmitočtu oscilací při měření na reálném obvodu i při simulaci v PSpice. Pro obvod se stabilizací amplitudy kmitů, avšak pouze s řízením kmitočtu trimrem R_E , je závislost napěťové úrovně výstupního signálu na kmitočtu oscilací simulovaného i měřeného obvodu uvedena na obr. 5.9. Pro obvod se stabilizací kmitů i elektronickým řízením kmitočtu je tatáž závislost uvedena na obr. 5.10.

Z obr. 5.9 je vidět, že v případě řízení kmitočtu oscilací trimrem obvod udrží výstupní úroveň signálu s minimální změnou v pásmu cca 700 kHz až $2,34 \text{ MHz}$. Pro nižší kmitočty se výrazně zvětšuje zkreslení a napěťová úroveň signálu rychle klesá. Z obr. 5.10 je patrné, že kompletní obvod včetně řízení kmitočtu tranzistory udrží výstupní úroveň v rozmezí $0,3 \text{ V}$ v celém využitelném (nižší kmitočty již z důvodu vysokého zkreslení nebyli měřeny) rozsahu kmitočtů.



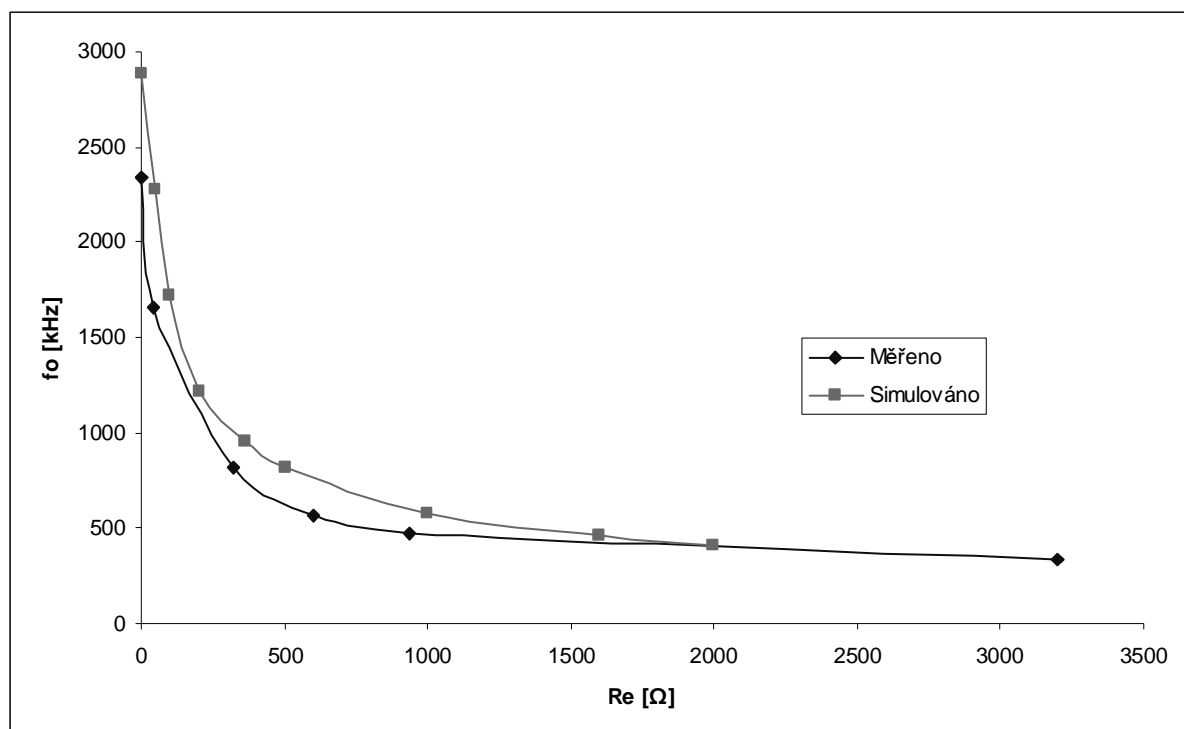
Obr. 5.9 Závislost napěťové úrovně výstupního signálu na kmitočtu oscilací pro obvod s řízením kmitočtu trimrem



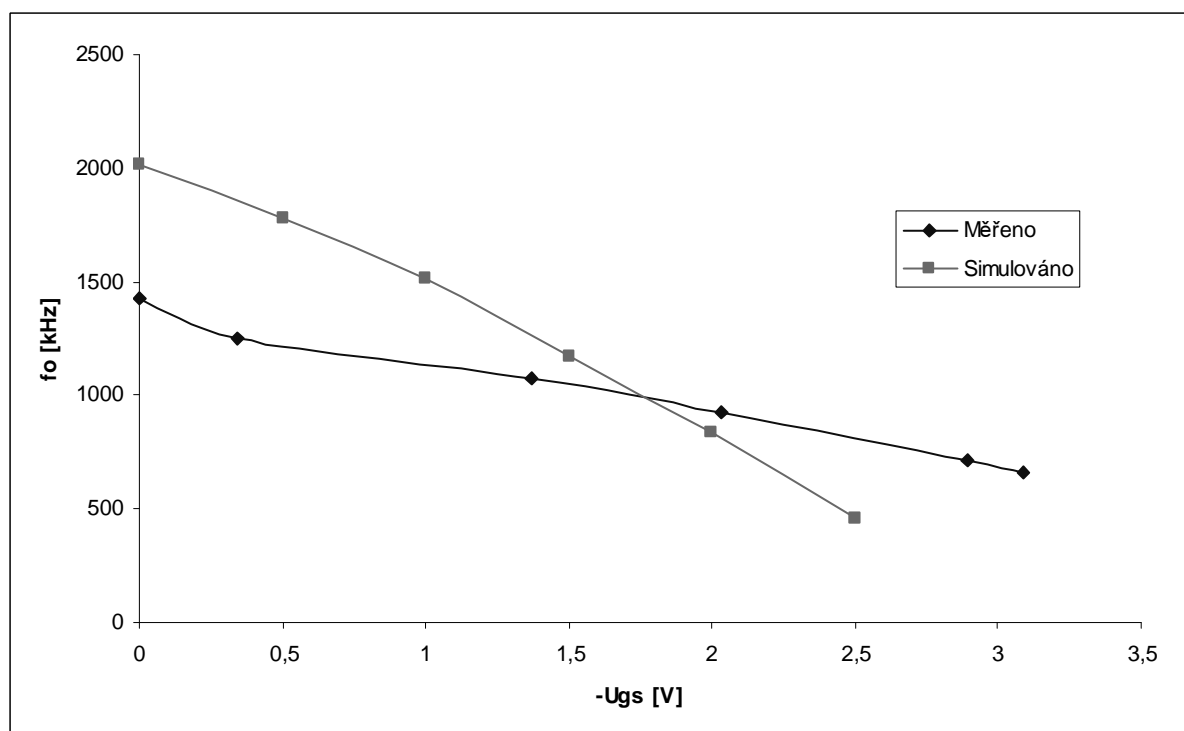
Obr. 5.10 Závislost napěťové úrovně výstupního signálu na kmitočtu oscilací pro obvod s elektronickým řízením kmitočtu

Závislosti kmitočtu generovaného signálu na příslušném parametru ladění získané měření na funkčním obvodu i simulací jsou uvedeny na obr. 5.11 a obr. 5.12. V případě obr.

5.11 je parametrem ladění velikost odporu trimru R_{E2} . Pro obr. 5.12 je parametrem ladění řídicí napětí tranzistorů U_{GS} .



Obr. 5.11 Závislost kmitočtu oscilací na parametru ladění pro obvod s řízením kmitočtu trimrem



Obr. 5.12 Závislost kmitočtu oscilací na parametru ladění pro obvod s el. řízením kmitočtu

Z obr. 5.11 je patrné, že kmitočty oscilací skutečného obvodu jsou nižší než ty, které byly zjištěny simulací. Toto je zřejmě způsobeno použitím reálných pasivních a aktivních prvků, které mají nenulovou toleranci svých parametrů. Dosažitelný rozsah kmitočtu oscilací

reálného obvodu, v případě řízení kmitočtu trimrem, je s přijatelnou mírou zkreslení cca 660kHz až $2,336\text{MHz}$.

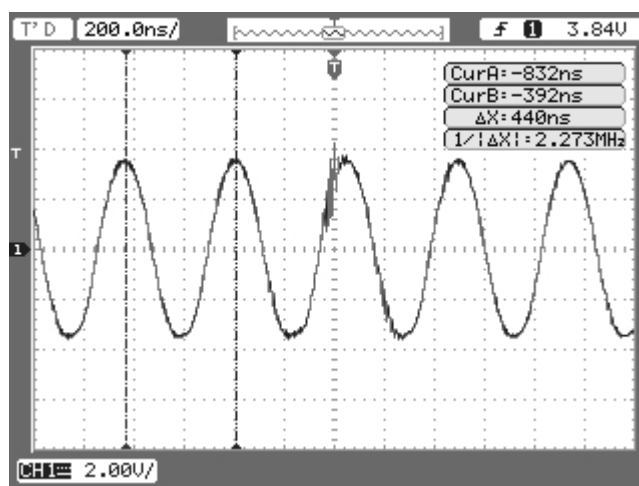
Z obr. 5.12 je vidět, že kmitočet oscilací reálného obvodu se, ve srovnání s kmitočtem oscilací simulovaného obvodu, při změně řídicího napětí U_{GS} mění výrazně méně. Toto je způsobeno tím, že dynamický odpor r_{DS} paralelní kombinace skutečných tranzistorů nedosahuje, pro malé U_{GS} tak nízkých a pro velké U_{GS} tak vysokých hodnot jako model tohoto tranzistoru v simulačním programu. Důsledkem je omezení využitelného rozsahu kmitočtů pouze na cca 660kHz až $1,43\text{MHz}$. Nevýhodou poměrně vysokého odporu r_{DS} pro nulové řídicí napětí U_{GS} lze odstranit přivedením malého kladného předpětí na hradla řídicích tranzistorů, které způsobí větší otevření tranzistorů a tím snížení r_{DS} . Dosahovaný rozsah kmitočtu oscilací by se tak zvedl na cca 660kHz až $2,25\text{MHz}$. Nevýhodou takového řešení je nárůst šumu v obvodu pro nejvyšší dosahované kmitočty.

Uvedený dosažitelný rozsah kmitočtů platí pro $C_1 = C_2 = 470\text{pF}$. Přepnutím kapacit lze oscilátor přizpůsobit konkrétním požadavkům V tab. 5.1 jsou uvedeny zjištěné dosažitelné rozsahy kmitočtů pro různé velikosti kapacit volených tak aby jimi bylo souvisle pokryto pásmo od jednotek kHz do jednotek MHz . Z uvedených hodnot je patrné, že pro možnost změny kmitočtu v rozsahu třech řádů je zapotřebí přepínání osmi kapacit. V případě použití malého kladného předpětí by k překlenutí stejného rozsahu kmitočtů teoreticky postačovalo přepínání šesti kapacit.

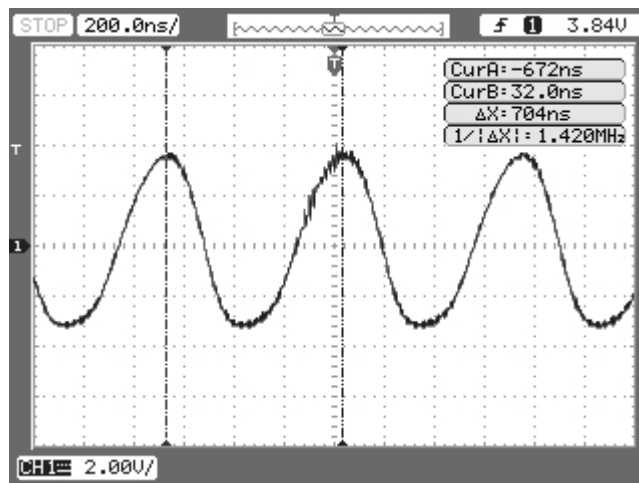
$C_1 = C_2 = 470\text{pF}$	$f_o = 662\text{kHz}$ až $1,429\text{MHz}$
$C_1 = C_2 = 1\text{nF}$	$f_o = 314\text{kHz}$ až 681kHz
$C_1 = C_2 = 2,2\text{nF}$	$f_o = 139\text{kHz}$ až 302kHz
$C_1 = C_2 = 4,7\text{nF}$	$f_o = 68,1\text{kHz}$ až 148kHz
$C_1 = C_2 = 10\text{nF}$	$f_o = 30,8\text{kHz}$ až $66,2\text{kHz}$
$C_1 = C_2 = 22\text{nF}$	$f_o = 14,5\text{kHz}$ až $34,5\text{kHz}$
$C_1 = C_2 = 47\text{nF}$	$f_o = 6,8\text{kHz}$ až $13,0\text{kHz}$

Tab. 5.1 Dosažitelné rozsahy kmitočtů pro různé velikosti kapacit

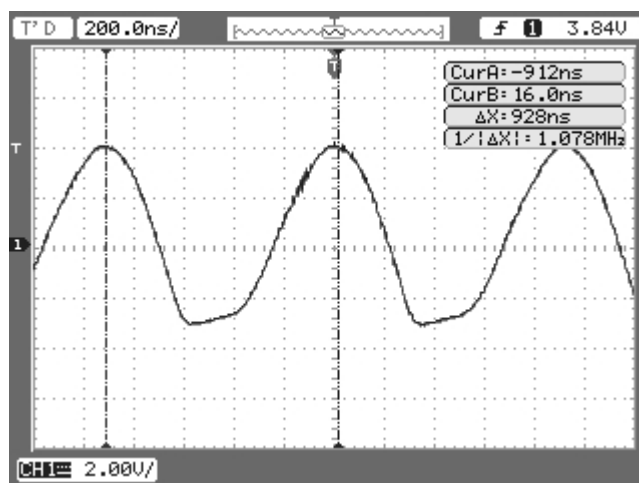
Signál generovaný tímto obvodem je na nejvyšších kmitočtech rozsahu spektrálně poměrně čistý avšak se snižováním kmitočtu zkreslení výrazně vzrůstá. Tento fakt dokumentují časové průběhy výstupního napětí oscilátoru, uvedené na obr. 5.13, 5.14, 5.15 a 5.16 získané s použitím osciloskopu Agilent DSO 1022A.



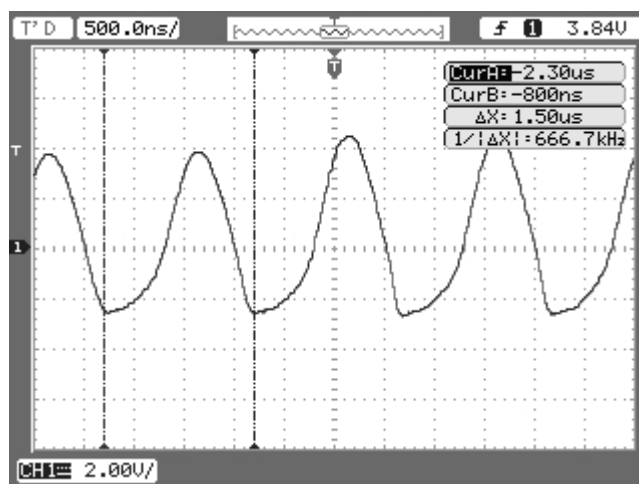
Obr. 5.13 Výstupní napětí oscilátoru pro obvod řízený trimrem při $R_{E2} = 0,4\ \Omega$



Obr. 5.14 Výstupní napětí oscilátoru pro obvod řízený dvěma tranzistory FET při $U_{GS} = 0 \text{ V}$



Obr. 5.15 Výstupní napětí oscilátoru pro obvod řízený dvěma tranzistory FET při $U_{GS} = -1,37 \text{ V}$



Obr. 5.16 Výstupní napětí oscilátoru pro obvod řízený dvěma tranzistory FET při $U_{GS} = -3,09 \text{ V}$

Jak již bylo zmíněno, pro vyšší kmitočty oscilací z nastaveného rozsahu je signál zkreslen pouze minimálně. Se snižováním kmitočtu pak zkreslení narůstá. V tab. 5.2 jsou uvedeny harmonické složky výstupního signálu při $R_{E2} = 0,4 \Omega$. V tab. 5.3 jsou uvedeny

harmonické složky generovaného signálu při nastavení $U_{GS} = 0V$. Měření spekter generovaných signálů bylo u všech zapojení prováděno pomocí digitálního osciloskopu Tektronix TDS 1012B. Tento osciloskop bohužel neumožňuje ukládání obrázků na velkokapacitní zařízení USB (v mém případě 4GB) a snímky spektra signálu tudíž nebudou součástí práce.

Harm. složka	Kmitočet [MHz]	Decibelová úroveň [dB]	Napěťová úroveň [V]
f_{10}	2,20	8,25	2,585
f_{20}	4,40	-34,9	17,99e-03
f_{30}	6,60	-33,3	21,63e-03
f_{40}	8,80	-45,7	5,19e-03
f_{50}	11,00	-40,1	9,88e-03
f_{60}	13,20	-54,9	1,79e-03

Tab. 5.2 Harmonické složky spektra výstupního signálu při nastavení $R_{E2} = 0,4 \Omega$

Harm. složka	Kmitočet [MHz]	Decibelová úroveň [dB]	Napěťová úroveň [V]
f_{10}	1,40	7,85	2,469
f_{20}	2,80	-33,3	21,63e-03
f_{30}	4,25	-32,9	22,64e-03
f_{40}	5,65	-35,7	16,41e-03
f_{50}	7,05	-39,3	10,84e-03
f_{60}	8,45	-50,9	2,85e-03

Tab. 5.3 Harmonické složky spektra výstupního signálu při nastavení $U_{GS} = 0V$

Z hodnot v tab. 5.2 lze pro obvod s řízením oscilací pomocí trimru vypočítat velikost harmonického zkreslení signálu

$$k_h = \frac{\sqrt{K_{20}^2 + K_{30}^2 + K_{40}^2 + \dots}}{K_{10}} \cdot 100 = 1,173\% . \quad (5.5)$$

Pro obvod s řízením oscilací pomocí tranzistorů lze z hodnot v tab. 5.3 vypočítat velikost harmonického zkreslení signálu

$$k_h = \frac{\sqrt{K_{20}^2 + K_{30}^2 + K_{40}^2 + \dots}}{K_{10}} \cdot 100 = 1,502\% . \quad (5.6)$$

Důležitým parametrem oscilátorů je tzv. fázový šum. Fázový šum je nežádoucí vlastnost harmonických oscilátorů způsobená zejména krátkodobou frekvenční nestabilitou. Ta se na oscilační frekvenci projevuje jako náhodná fázová modulace s malým zdvihem. Udává se v jednotkách dBc/Hz v určité frekvenční „vzdálenosti“ od jmenovité oscilační frekvence. Frekvence na které se měří fázový šum se označuje jako ofsetová frekvence f_m . Pro výpočet fázového šumu platí vztah

$$L(f_m) = 10 \cdot \log \frac{P_{SSB}}{P_C} \quad [dBc / Hz] . \quad (5.7)$$

Pro obvod řízený trimrem, kdy $R_{E2} = 0,4 \Omega$ bylo změřeno $P_C = 8,25 \text{ dB}$ při $f_C = 2,21 \text{ MHz}$ a $P_{SSB} = -25,70 \text{ dB}$ při $f_m = 2,22 \text{ MHz}$. Podle vztahu (5.7) lze vypočítat úroveň fázového šumu

$$L(f_m) = P_{SSB} - P_C = -25,70 - 8,25 = -33,95 \text{ dBc / Hz} . \quad (5.8)$$

Pro obvod využívající k řízení oscilačního kmitočtu tranzistory FET bylo pro $U_{GS} = 0 \text{ V}$ změřeno $P_C = 7,85 \text{ dB}$ při $f_C = 1,41 \text{ MHz}$ a $P_{SSB} = -29,30 \text{ dB}$ při $f_m = 1,42 \text{ MHz}$. Podle vztahu (5.7) pak lze vypočítat úroveň fázového šumu

$$L(f_m) = P_{SSB} - P_C = -29,30 - 7,85 = -37,15 \text{ dBc / Hz} . \quad (5.9)$$

5.3.3 Zhodnocení

Toto řešení oscilátoru umožňuje pouze cca 2,15 násobné elektronické přeladění oscilačního kmitočtu při použití dvou řídicích tranzistorů N-FET. Při doplnění kladného předpětí na hradla řídicích tranzistorů lze dosáhnout až cca 3,4 násobného přeladění. V obou uvedených případech i při neelektrickém řízení oscilačního kmitočtu trimrem stabilizace amplitudy kmitů udržuje úroveň výstupního signálu v rozmezí cca 0,3V. Na vyšších frekvencích použitelného kmitočtového rozsahu je dosahováno poměrně nízkého zkreslení, které se pohybuje cca mezi 1 až 2%.

5.4 Oscilátor se třemi OTA

5.4.1 Návrh konkrétního obvodu

Tento oscilátor vychází z principiálního zapojení uvedeného v kapitole 4.3. Pro jeho konstrukci byly využity dva prvky OPA861 a jeden OPA860. Návrh obvodových prvků je proveden stejným postupem, který již byl uveden v kapitole 5.3.1. Rezistory R_{ADJ} nebudou využívány k řízení kmitočtu, ale jen k prvotnímu nastavení transkonduktance. Jejich hodnota byla zvolena $R_{ADJ1,2,3} = 100 \Omega$. Tímto se nastaví transkonduktance prvků OTA na cca $g_{m1,2,3} = 110 \text{ mA/V}$. K řízení kmitočtu je použit degrační rezistor R_{E2} náležející k prvku OTA2. K nastavování oscilační podmínky je využit rezistor R_{E3} . Degradční rezistor prvku OTA1 je zvolen $R_{E1} = 300 \Omega$. Využitím vztahu (5.1) lze dopočítat přibližnou hodnotu transkonduktance prvku OTA1

$$g_{m,deg1} = \frac{1}{\frac{1}{g_m} + R_{E1}} = \frac{1}{\frac{1}{110 \cdot 10^{-3}} + 300} = 3,23 \text{ mA/V} . \quad (5.10)$$

Po zvolení $C_1 = C_2 = 470 \text{ pF}$ lze ze vztahu (4.23) vypočítat hodnotu $g_{m,deg2}$ potřebnou pro nastavení kmitočtu 1 MHz

$$g_{m,deg2} = \frac{(2\pi \cdot f_0)^2 C_1 C_2}{g_{m,deg1}} = \frac{(2\pi \cdot 10^6)^2 \cdot 470 \cdot 10^{-12} \cdot 470 \cdot 10^{-12}}{3,23 \cdot 10^{-3}} = 2,70 \text{mA/V} . \quad (5.11)$$

Ze vztahu (5.1) pak lze vypočítat potřebná velikost odporu R_{E2}

$$R_{E2} = \frac{1 - \frac{g_{m,deg2}}{g_{m2}}}{g_{m,deg2}} = \frac{1 - \frac{2,7 \cdot 10^{-3}}{110 \cdot 10^{-3}}}{2,7 \cdot 10^{-3}} = 361,3 \Omega . \quad (5.12)$$

Pro stabilizaci amplitudy se experimentálně ukázalo jako nejlepší využití řešení shodného s předchozím obvodem, v tomto případě však využívající dvou tranzistorů BF245a. Aby nedocházelo k negativnímu ovlivňování poměrů v oscilátoru automatickou stabilizací amplitudy, je mezi usměrňovací diodu a výstup oscilátoru zařazen buffer, který je součástí prvku OPA860. Paralelní kombinace dvou tranzistorů BF245c pak je použita pro řízení oscilačního kmitočtu

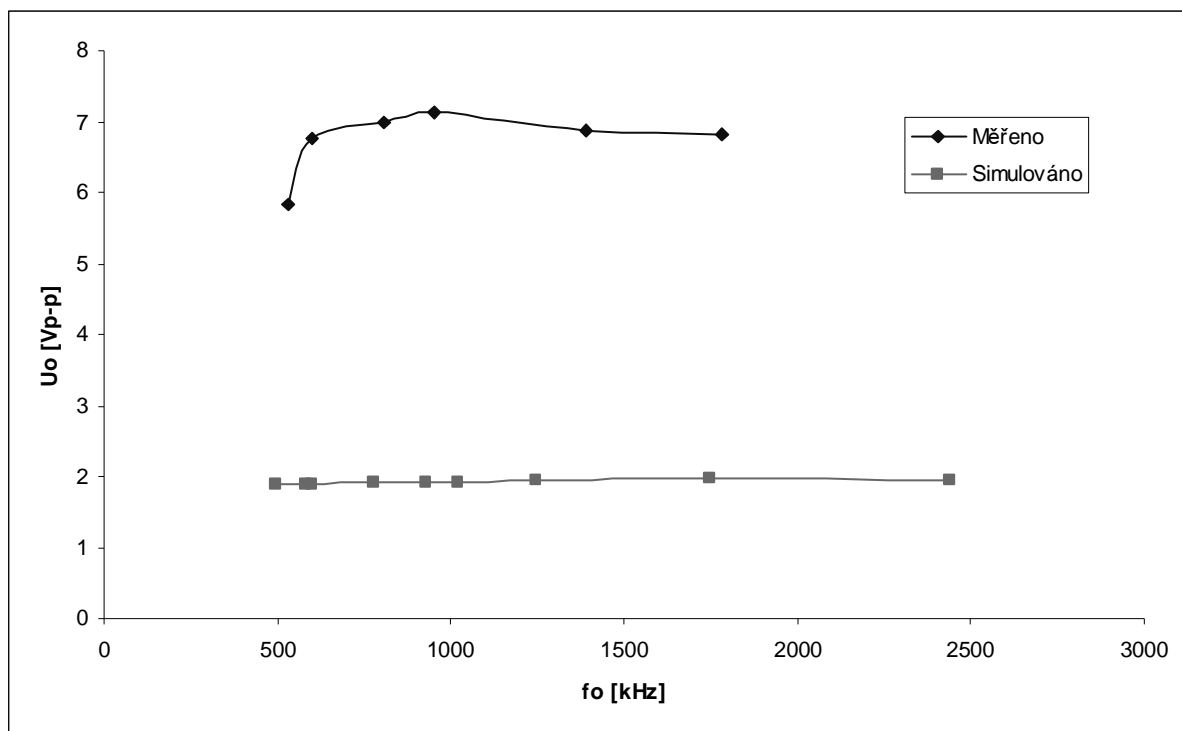
Celkové zapojení oscilátoru je uvedeno v příloze B.1. K napájecím vstupům každého OTA je připojen blokační kondenzátor velikosti $1\mu F$ a filtrační kondenzátor velikosti $100nF$. Z důvodu zachování přehlednosti schématu tyto nejsou v celkovém zapojení uvedeny.

5.4.2 Výsledky měření a simulací

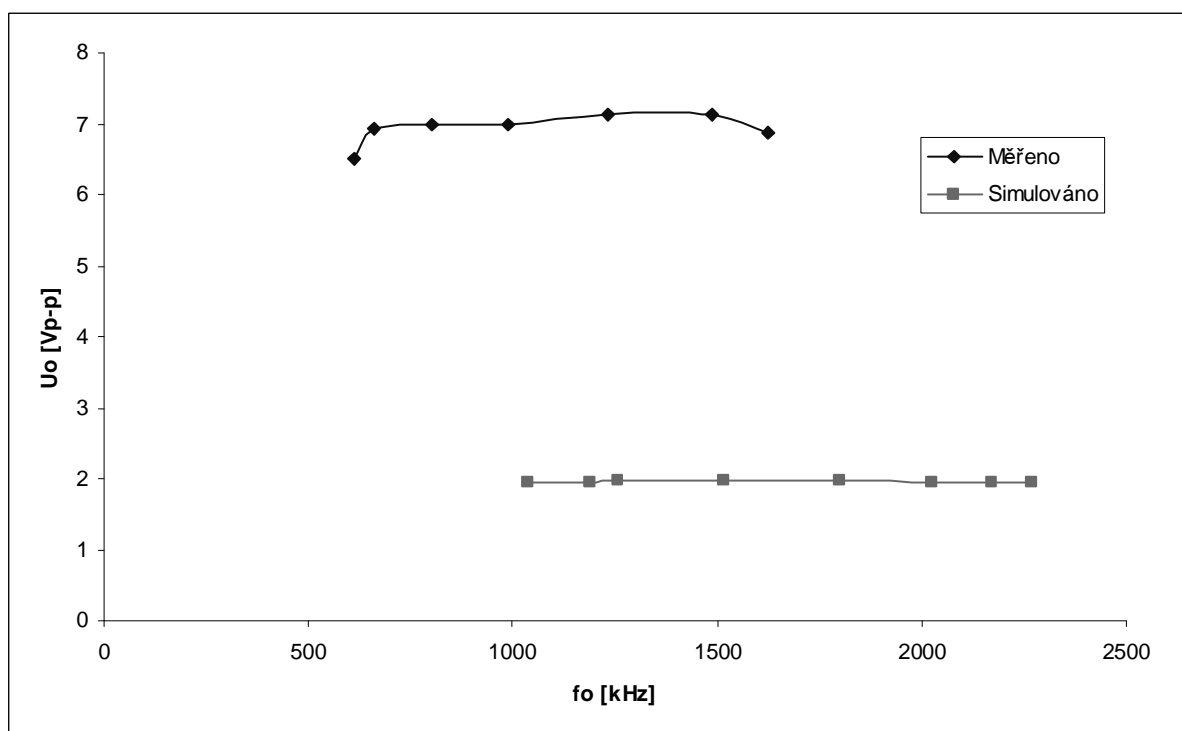
Skutečně dosahovaný kmitočet oscilací s vypočtenými hodnotami obvodových prvků je při simulaci s makromodelem výrobce $927kHz$ a při měření na realizovaném zapojení $710kHz$. Odlišnost skutečně naměřeného kmitočtu od navrhovaného je dána hlavně použitím reálných aktivních i pasivních prvků s nenulovými tolerancemi .

Měřená napěťová úroveň generovaného signálu je závislá na kmitočtu oscilací. Stejně tak při simulaci v PSpice je napěťová úroveň výstupního signálu závislá na kmitočtu generovaného signálu. Na obr. 5.17 je uvedena závislost úrovně výstupního napětí na kmitočtu oscilací pro obvod, u nějž je kmitočet řízen trimrem a na obr. 5.18 tatáž závislost pro obvod, který k řízení kmitočtu používá tranzistory

Z obr. 5.17 a 5.18 je patrné, že obvod stabilizace amplitudy při simulování zapojení programem PSpice udrží napěťovou úroveň výstupního signálu v celém kmitočtovém rozsahu na cca $1,9V_{p-p}$ a to při použití elektrického i neelektrického způsobu řízení kmitočtu oscilací. V reálném měřeném obvodu je napěťová úroveň generovaného signálu výrazněji závislá na kmitočtu oscilací a je udržována na hodnotách kolem cca $7,0V$. V pásmu cca $700kHz$ až $1,8MHz$ se tato úroveň pohybuje v rozmezí $0,3V$. Z obr. 5.18 je též patrné, že simulační program PSpice v případě tranzistorů BF245 počítá s nižšími hodnotami dynamického odporu r_{DS} než jsou reálně dosahované hodnoty. Tento fakt má za následek posunutí celého použitelného kmitočtového rozsahu do vyšších hodnot než lze skutečně dosáhnout.

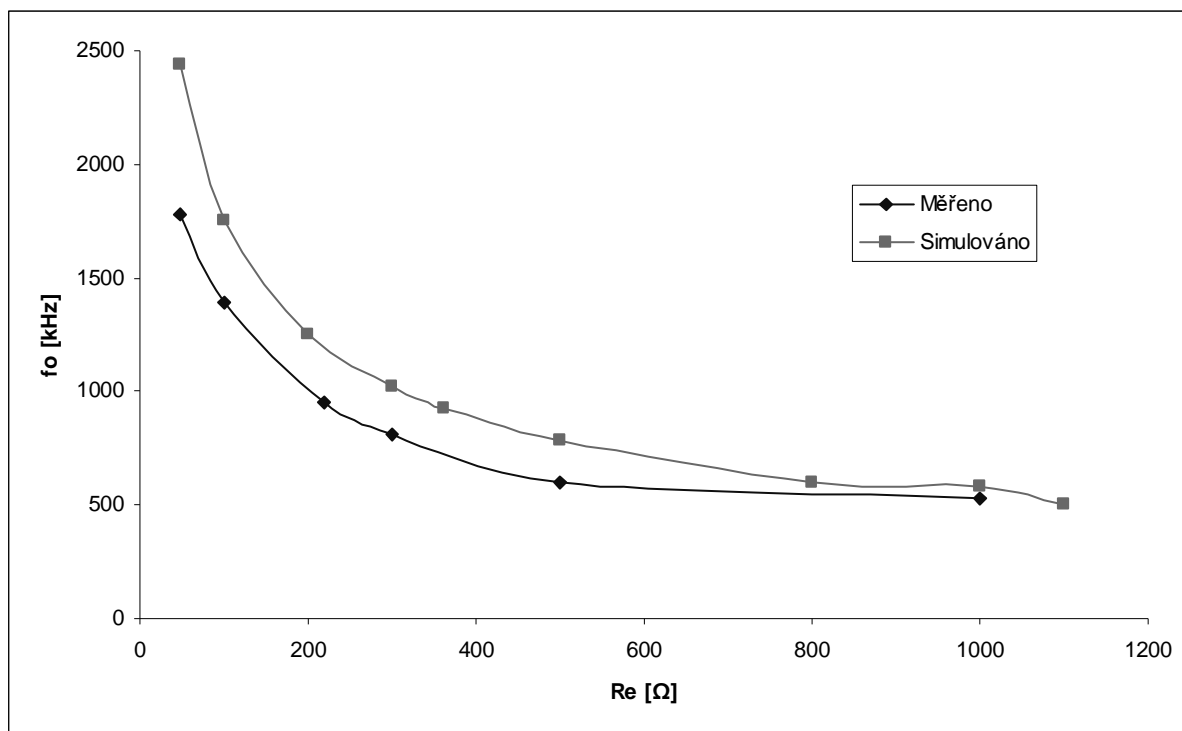


Obr. 5.17 Závislost napěťové úrovně výstupního signálu na kmitočtu oscilací pro obvod s řízením kmitočtu trimrem

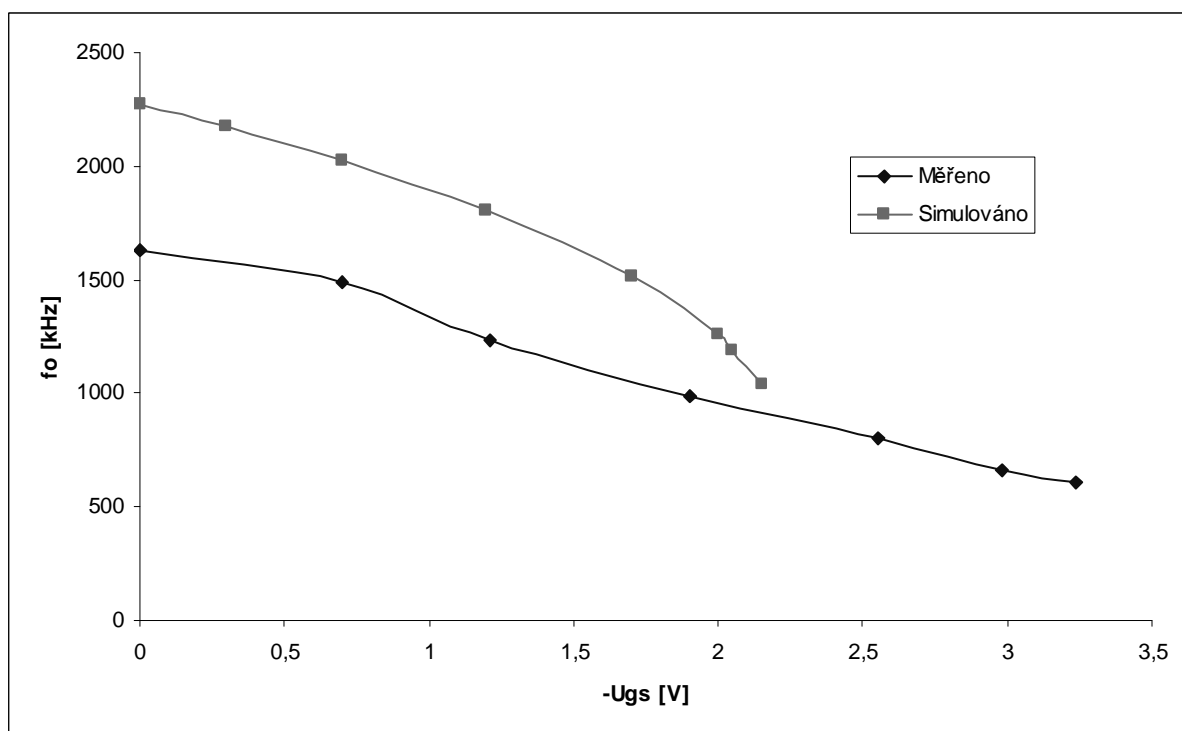


Obr. 5.18 Závislost napěťové úrovně výstupního signálu na kmitočtu oscilací pro obvod s elektronickým řízením kmitočtu

Na obr. 5.19 a obr. 5.20 jsou uvedeny závislosti kmitočtu generovaného signálu na příslušném parametru ladění získané měřením na funkčním obvodu i simulací. Parametrem ladění na obr. 5.19 je velikost odporu trimru R_{E2} . Parametrem ladění na obr. 5.20 je řídicí napětí tranzistorů U_{GS} .



Obr. 5.19 Závislost kmitočtu oscilací na parametru ladění pro obvod s řízením kmitočtu trimrem



Obr. 5.20 Závislost kmitočtu oscilací na parametru ladění pro obvod s el. řízením kmitočtu

Ze závislostí uvedených na obr. 5.19 a 5.20 je patrné, že kmitočty oscilací skutečného obvodu jsou vždy nižší než ty, které byly zjištěny simulací. Toto je, jak již bylo řečeno, způsobeno jednak použitím reálných pasivních a aktivních prvků, které mají nenulovou toleranci svých parametrů a také tím, že dynamický odpor r_{DS} reálného prvku je evidentně vyšší než ten s nímž počítá simulační program. Dosažitelný rozsah kmitočtu oscilací reálného obvodu, v případě řízení trimrem, je cca 550kHz až 1,780MHz. V případě řízení kmitočtu

oscilací napětím hradla tranzistorů U_{GS} je dosažitelný kmitočtový rozsah cca 610kHz až 1,626MHz.

Uvedené dosažitelné rozsahy kmitočtů platí pro $C_1 = C_2 = 470 \text{ pF}$. Přepínáním kapacit lze oscilátoru nastavit dle potřeby kmitočtový rozsah jiný. Změřené dosažitelné rozsahy kmitočtů pro různé velikosti kapacit volených, tak aby jimi bylo souvisle pokryto pásmo od jednotek kHz do jednotek MHz, jsou uvedeny v tab. 5.4. Z uvedených hodnot je patrné, že pro možnost změny kmitočtu v rozsahu třech řádů je zapotřebí přepínání šesti kapacit.

$C_1 = C_2 = 470 \text{ pF}$	$f_o = 611 \text{ kHz}$ až $1,626 \text{ MHz}$
$C_1 = C_2 = 1,2 \text{ nF}$	$f_o = 238 \text{ kHz}$ až 640 kHz
$C_1 = C_2 = 3,3 \text{ nF}$	$f_o = 88,0 \text{ kHz}$ až 229 kHz
$C_1 = C_2 = 8,2 \text{ nF}$	$f_o = 34,6 \text{ kHz}$ až $95,6 \text{ kHz}$
$C_1 = C_2 = 22 \text{ nF}$	$f_o = 13,0 \text{ kHz}$ až $32,8 \text{ kHz}$
$C_1 = C_2 = 56 \text{ nF}$	$f_o = 5,0 \text{ kHz}$ až $15,5 \text{ kHz}$

Tab. 5.4 Dosažitelné rozsahy kmitočtů pro různé velikosti kapacit

Signál generovaný tímto obvodem je v téměř celém rozsahu spektrálně poměrně čistý. Se snižováním kmitočtu zkreslení vzrůstá, avšak výraznější zkreslení je patrné až pro nejnižší dosažitelné kmitočty v rámci příslušného kmitočtového rozsahu. Při měření tohoto obvodu nebyl k dispozici osciloskop Agilent DSO 1022A, který umožňuje ukládat snímky i na zařízení USB velké kapacity. Z tohoto důvodu není uveden žádný časový průběh výstupního napětí.

V tab. 5.5 jsou uvedeny harmonické složky výstupního signálu při $R_{E2} = 47 \Omega$. V tab. 5.6 pak jsou uvedeny harmonické složky generovaného signálu při nastavení $U_{GS} = 0 \text{ V}$.

Harm. složka	Kmitočet [MHz]	Decibelová úroveň [dB]	Napěťová úroveň [V]
f_{10}	1,75	5,05	1,789
f_{20}	3,50	-44,1	6,24e-3
f_{30}	5,25	-32,9	22,65e-3
f_{40}	7,00	-49,2	3,47e-3
f_{50}	8,75	-41,5	8,41e-3

Tab. 5.5 Harmonické složky spektra výstupního signálu při nastavení $R_{E2} = 47 \Omega$

Harm. složka	Kmitočet [MHz]	Decibelová úroveň [dB]	Napěťová úroveň [V]
f_{10}	1,60	4,65	1,708
f_{20}	3,20	-43,2	6,92e-3
f_{30}	4,85	-34,2	19,50e-3
f_{40}	6,45	-48,8	3,63e-3
f_{50}	8,10	-39,6	10,47e-3

Tab. 5.6 Harmonické složky spektra výstupního signálu při nastavení $U_{GS} = 0 \text{ V}$

Z hodnot v tab. 5.5 je možné pro obvod s řízením oscilací pomocí trimru vypočítat velikost harmonického zkreslení signálu

$$k_h = \frac{\sqrt{K_{20}^2 + K_{30}^2 + K_{40}^2 + \dots}}{K_{10}} \cdot 100 = 1,408\% . \quad (5.13)$$

Pro obvod s řízením oscilací pomocí tranzistorů lze z hodnot v tab. 5.6 vypočítat velikost harmonického zkreslení signálu

$$k_h = \frac{\sqrt{K_{20}^2 + K_{30}^2 + K_{40}^2 + \dots}}{K_{10}} \cdot 100 = 1,374\% . \quad (5.14)$$

Pro obvod řízený trimrem, kdy $R_{E2} = 47 \Omega$ bylo změřeno $P_C = 5,05 \text{ dB}$ při $f_C = 1,76 \text{ MHz}$ a $P_{SSB} = -31,30 \text{ dB}$ při $f_m = 1,77 \text{ MHz}$. Podle vztahu (5.7) lze vypočítat úroveň fázového šumu

$$L(f_m) = P_{SSB} - P_C = -31,30 - 5,05 = -36,35 \text{ dBc} / \text{Hz} . \quad (5.15)$$

Pro obvod využívající k řízení oscilačního kmitočtu tranzistoru FET bylo pro $U_{GS} = 0 \text{ V}$ změřeno $P_C = 4,65 \text{ dB}$ při $f_C = 1,62 \text{ MHz}$ a $P_{SSB} = -30,15 \text{ dB}$ při $f_m = 1,63 \text{ MHz}$. Podle vztahu (5.7) pak lze vypočítat úroveň fázového šumu

$$L(f_m) = P_{SSB} - P_C = -30,15 - 4,65 = -34,80 \text{ dBc} / \text{Hz} . \quad (5.16)$$

5.4.3 Zhodnocení

S touto variantou oscilátoru je možné v případě verze s elektronicky řízeným kmitočtem oscilací dosáhnout cca 2,65 násobné přeladění oscilačního kmitočtu. V případě použití kladného předpětí by, za cenu vyšší hladiny šumu v obvodu, mohlo být dosaženo až cca 4,2 násobného přeladění. Hlavní výhodou tohoto zapojení je poměrně malé zkreslení výstupního signálu v téměř celém kmitočtovém rozsahu.

Vzhledem k tomu, že tento oscilátor dosahuje ze zkoumaných řešení nejlepší vlastnosti, byla na základě úplného zapojení navržena DPS pro možnost případné realizace. Úplné zapojení, vrstva TOP, vrstva BOTTOM, osazovací výkres a rozpiska součástek jsou uvedeny v přílohách B2, B3, B4, B5 a B6.

5.5 Oscilátor využívající čtyři prvky OTA

5.5.1 Návrh konkrétního obvodu

Tento oscilátor vychází z principiálního zapojení uvedeného v kapitole 4.4. Pro jeho konstrukci byly využity tři bloky OPA861 a jeden OPA860. Návrh obvodových prvků je proveden stejným postupem, který již byl uveden v předcházejících kapitolách.

Ve vztahu (4.33) pro oscilační kmitočet se nacházejí dvě neznámé (hodnota transkonduktance prvku OTA1 určeného k řízení kmitočtu a hodnota transkonduktance prvku OTA3 určeného k nastavování oscilační podmínky). S ohledem na tuto skutečnost nebudou v tomto případě obvodové prvky navrhovány početně, neboť jedna z neznámých transkonduktancí by musela být odhadnuta, což by do následného srovnání vypočteného a skutečného kmitočtu oscilací vnášelo velkou chybu.

Hodnoty rezistorů R_{ADJ} byly zvoleny $R_{ADJ\ 1,2} = 100\Omega$ a $R_{ADJ\ 3,4} = 300\Omega$. Tím se nastaví transkonduktance prvků OTA1, OTA2 na cca $g_{m\ 1,2} = 110\text{mA/V}$ a transkonduktance prvků OTA3, OTA4 na cca $g_{m\ 1,2} = 90\text{mA/V}$. K řízení kmitočtu je použit degrační rezistor R_{E1} náležející k prvku OTA1. K nastavování oscilační podmínky je využit rezistor R_{E3} . Degradanční rezistor je u prvku OTA2 zvolen $R_{E2} = 300\Omega$ a u prvku OTA 4 pak $R_{E2} = 5,5\text{k}\Omega$. Kondenzátory jsou vybrány stejné velikosti jako v předcházejících zapojeních, tedy $C_1 = C_2 = 470\text{pF}$.

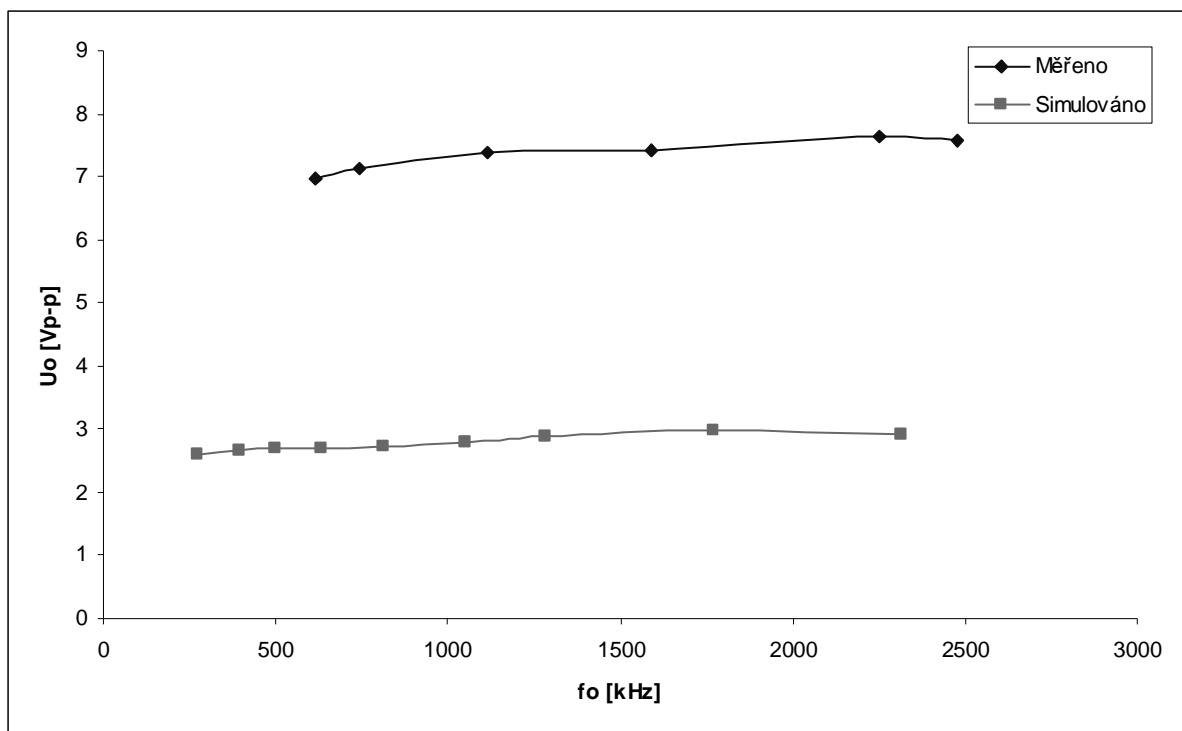
Pro stabilizaci amplitudy se jako nejlepší řešení experimentálně ukázalo zapojení z kapitoly 5.7, které bylo lehce modifikováno paralelním připojením odporového trimru ke dvěma tranzistorům BF245c. Aby nedocházelo k negativnímu ovlivňování poměrů v oscilátoru automatickou stabilizací amplitudy, je mezi usměrňovací diodu a výstup oscilátoru opět zařazen buffer, který zmíněné dvě části obvodu vzájemně impedančně oddělí. Buffer je součástí pouzdra aktivního bloku OPA860. Pro řízení oscilačního kmitočtu je využíván jeden tranzistor BF245c.

Celkové zapojení oscilátoru je uvedeno v příloze C.1. Také v tomto případě je k napájecím vstupům každého OTA připojen blokační kondenzátor velikosti $1\mu\text{F}$ a filtrační kondenzátor velikosti 100nF . Z důvodu zachování přehlednosti schématu tyto nejsou v celkovém zapojení uvedeny.

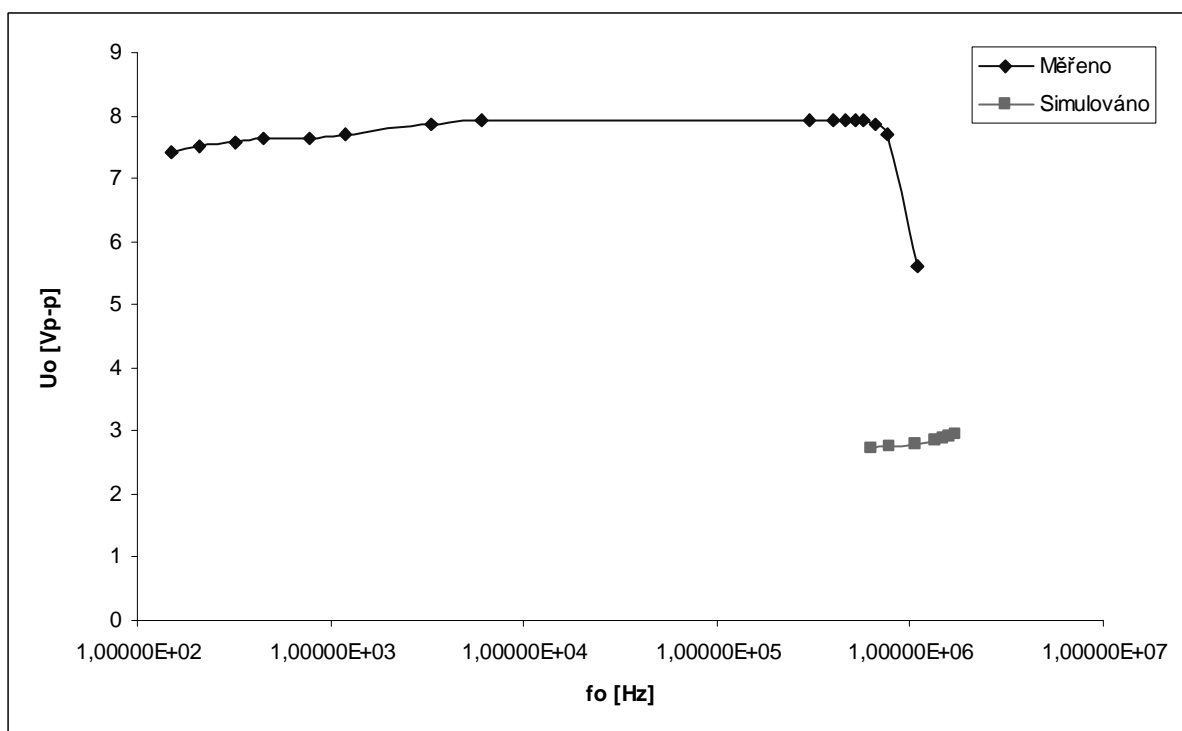
5.5.2 Výsledky měření a simulací

Měřená napěťová úroveň generovaného signálu je závislá na kmitočtu oscilací. Stejně tak při simulaci v PSpice je napěťová úroveň výstupního signálu závislá na kmitočtu generovaného signálu. Na obr. 5.21 je uvedena závislost úrovně výstupního napětí na kmitočtu oscilací pro obvod, u nějž je kmitočet řízen trimrem a závislost úrovně výstupního napětí na kmitočtu oscilací pro obvod, který k řízení kmitočtu používá tranzistor je uvedena na obr. 5.22

Ze závislostí na obr. 5.21 a 5.22 je patrné, že obvod stabilizace amplitudy při simulování zapojení programem PSpice drží napěťovou úroveň výstupního signálu v celém kmitočtovém rozsahu v rozmezí $2,7\text{Vp-p}$ až $3,0\text{Vp-p}$ a to při použití elektrického i neelektrického způsobu řízení kmitočtu oscilací. U reálného měřeného obvodu se napěťová úroveň generovaného signálu téměř v celém přeladitelném pásmu pohybuje mezi $7,0\text{Vp-p}$ až $8,00\text{Vp-p}$, je výrazněji závislá na kmitočtu oscilací a je více než dvojnásobná proti výsledkům simulace.

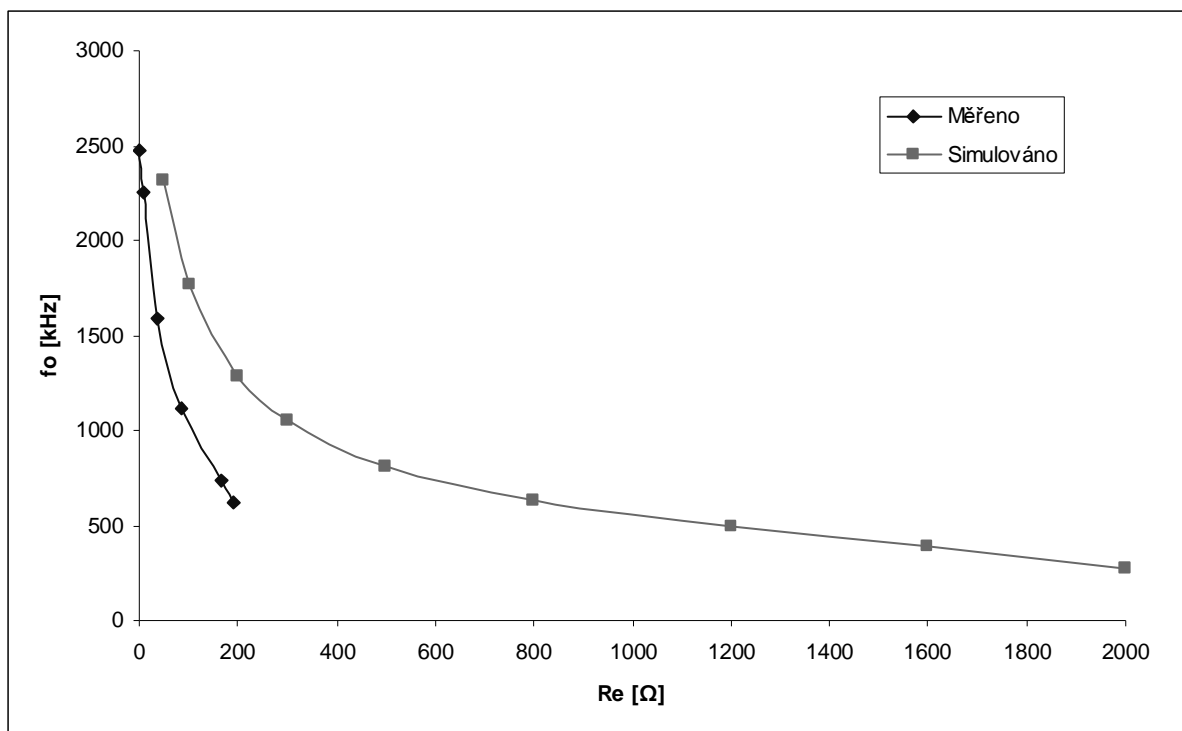


Obr. 5.21 Závislost kmitočtu oscilací na parametru ladění pro obvod s řízením kmitočtu trimrem

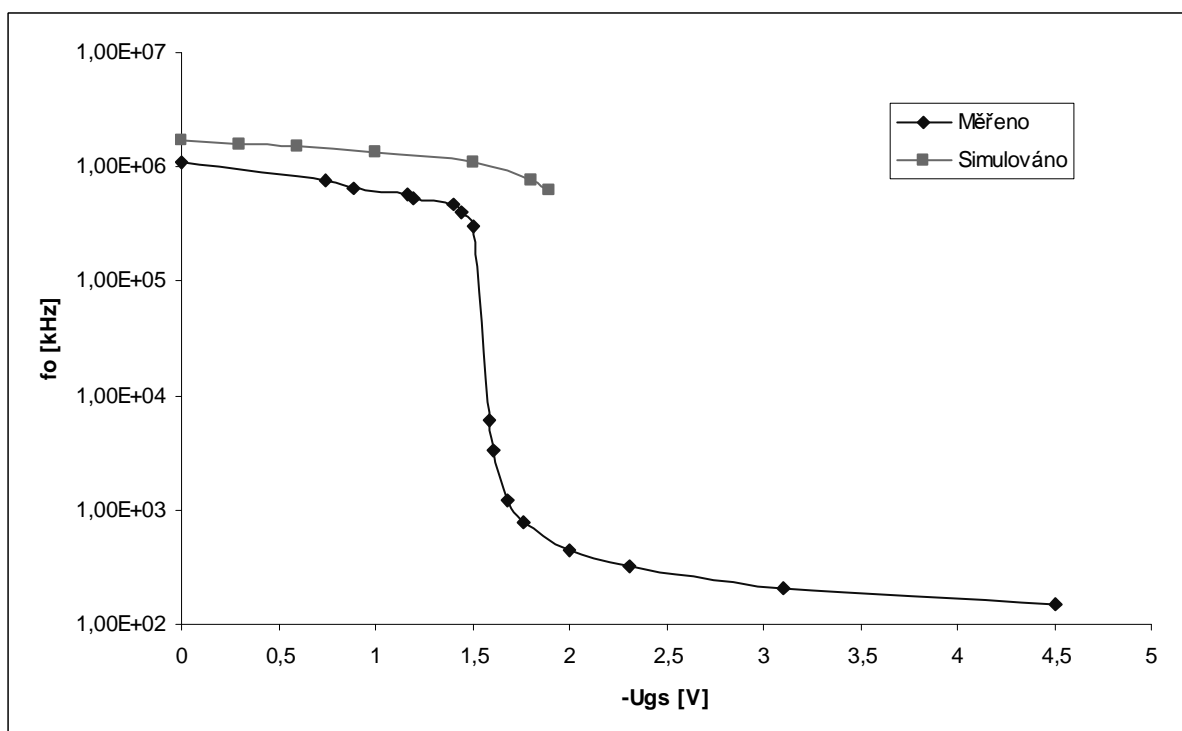


Obr. 5.22 Závislost napěťové úrovně výstupního signálu na kmitočtu oscilací pro obvod s elektronickým řízením kmitočtu

Na obr. 5.23 a obr. 5.24 jsou uvedeny závislosti kmitočtu generovaného signálu na příslušném parametru ladění získané měřením na funkčním obvodu i simulací. Parametrem ladění na obr. 5.23 je velikost odporu trimru R_{EI} . Parametrem ladění na obr. 5.24 je řídicí napětí tranzistoru U_{GS} .



Obr. 5.23 Závislost kmitočtu oscilací na parametru ladění pro obvod s řízením kmitočtu trimrem



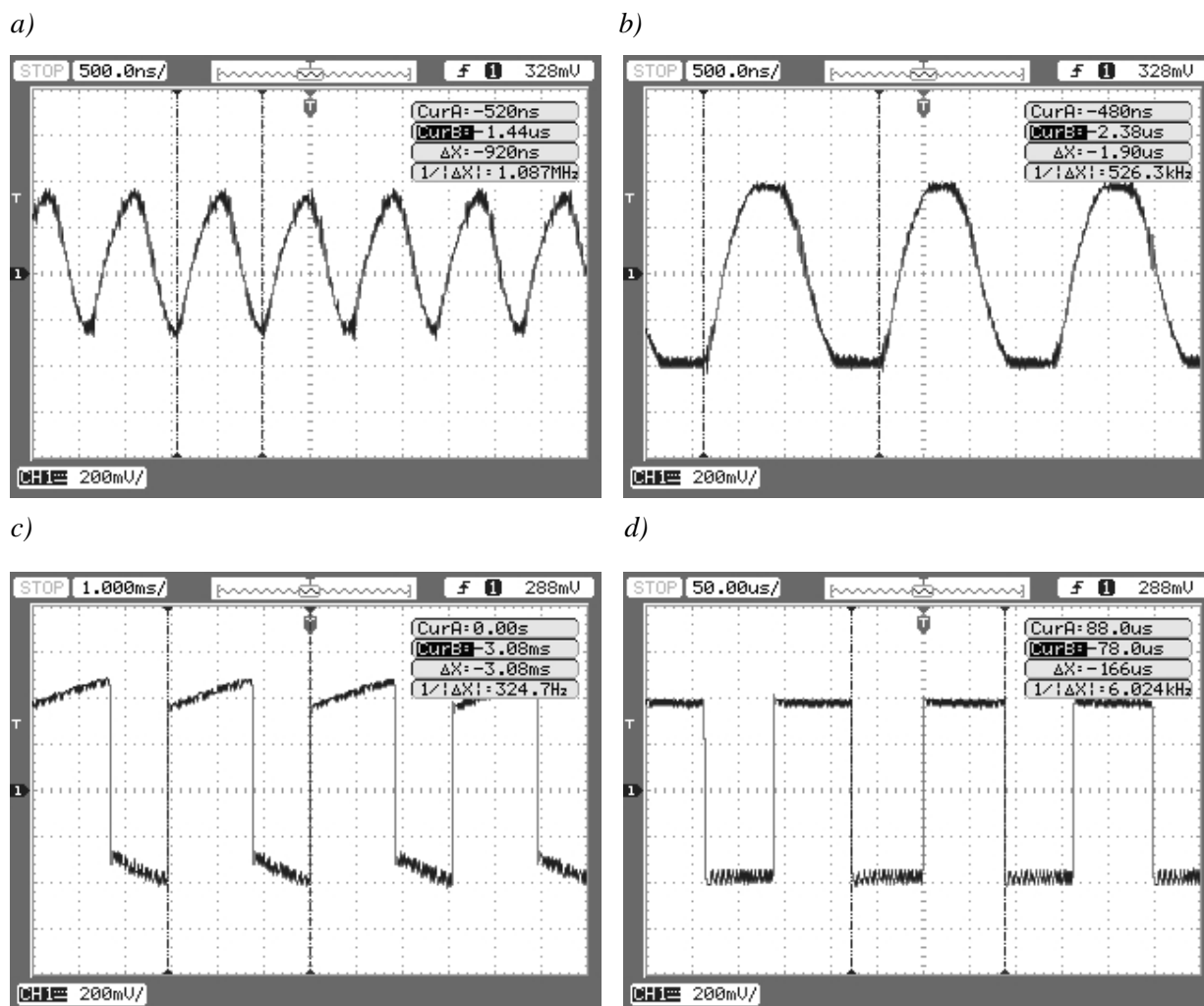
Obr. 5.24 Závislost kmitočtu oscilací na parametru ladění pro obvod s el. řízením kmitočtu

Ze závislostí uvedených na obr. 5.23 a 5.24 je patrné, že kmitočty oscilací skutečného obvodu jsou vždy nižší než ty, které byly zjištěny simulací. Odůvodnění tohoto jevu již bylo uvedeno v předchozích kapitolách. Dosažitelný rozsah kmitočtu oscilací reálného obvodu, v případě řízení trimrem, je cca 620kHz až 2,475MHz. V případě řízení kmitočtu oscilací napětím hradla tranzistorů U_{GS} je dosažitelný kmitočtový rozsah cca 150Hz až 1,083MHz, což

znamená, že i bez přepnutí kapacit lze kmitočty ladit v rozmezí třech řádů. Obrovským problémem tohoto oscilátoru však je zkreslení, jež bude rozebráno dále.

V případě využití pouze té části přeladitelného pásma, která se alespoň vzdáleně blíží sinusovému průběhu je s kondenzátory $C_1 = C_2 = 470 \text{ pF}$ dosažitelný rozsah cca 600 kHz až $1,083 \text{ MHz}$. Vzhledem k tomu, že takový rozsah by byl velice malý je vhodné k hradlu tranzistoru připojit malé kladné předpětí, jímž lze využitelný rozsah zvětšit na cca 600 kHz až $2,4 \text{ MHz}$. Přepínáním kapacit pak lze využitelný rozsah posunout dle potřeby. S přepínáním pěti kapacit lze pokrýt pásmo jednotek kHz až nízkých jednotek MHz využitelnou částí (se zkreslením do cca 15%) z celkového dosažitelného pásma kmitočtů.

Signál generovaný tímto obvodem je i na nejvyšších kmitočtech rozsahu viditelně zkreslený. Se snižováním kmitočtu zkreslení dále narůstá a generovaný signál postupně přechází v obdélníkový a na nejnižších kmitočtech se dále deformuje. Tento fakt dokumentují časové průběhy výstupního napětí oscilátoru, uvedené na obr. 5.25a, b, c, d získané s použitím osciloskopu Agilent DSO 1022A.



Obr. 5.25 Výstupní napětí oscilátoru pro obvod řízený tranzistorem při
a) $U_{GS} = 0 \text{ V}$, b) $U_{GS} = -1,20 \text{ V}$, c) $U_{GS} = -1,59 \text{ V}$, d) $U_{GS} = -2,31 \text{ V}$

V tab. 5.7 jsou uvedeny harmonické složky generovaného signálu při elektronickém řízení a nastavení $U_{GS} = 0V$.

Harm. složka	Kmitočet [MHz]	Decibelová úroveň [dB]	Napěťová úroveň [V]
f_{10}	1,05	6,63	2,145
f_{20}	2,10	-12,2	245,47e-3
f_{30}	3,15	-22,6	74,13e-3
f_{40}	4,20	-29,4	33,88e-3
f_{50}	5,30	-37,8	12,88e-3
f_{70}	7,40	-47,0	4,47e-3

Tab. 5.7 Harmonické složky spektra výstupního signálu při nastavení $U_{GS} = 0V$

Pro obvod s řízením oscilací pomocí tranzistoru lze z hodnot v tab. 5.7 vypočíst velikost harmonického zkreslení signálu

$$k_h = \frac{\sqrt{K_{20}^2 + K_{30}^2 + K_{40}^2 + \dots}}{K_{10}} \cdot 100 = 12,075\% . \quad (5.17)$$

Pro obvod využívající k řízení oscilačního kmitočtu tranzistor FET bylo pro $U_{GS} = 0V$ změřeno $P_C = 6,65 dB$ při $f_C = 1,05 MHz$ a $P_{SSB} = -26,90 dB$ při $f_m = 1,06 MHz$. Podle vztahu (5.7) pak lze vypočítat úroveň fázového šumu

$$L(f_m) = P_{SSB} - P_C = -26,90 - 6,65 = -33,55 dBc / Hz . \quad (5.18)$$

5.3.3 Zhodnocení

Oscilátor uvedený v této kapitole má jasně nejširší dosažitelné pásmo kmitočtů. Bez nutnosti přepnutí kapacity lze kmitočet přeladit až přes tři řády. Prakticky je však tento rozsah nepoužitelný z důvodu velmi velkého zkreslení signálu. Při využití pouze té části pásma, kde zkreslení nepřesahuje 15% by bylo využitelné cca 4,0 násobné přeladění.

6 Závěr

V rámci předešlého semestrálního projektu 2 bylo navrženo a simulováno pět principiálních zapojení oscilátorů potenciálně umožňujících elektronické ladění kmitočtu oscilací v širokém pásmu. Cílem této závěrečné části práce bylo vybrat jedno z uvedených zapojení, doplnit k němu automatickou stabilizaci amplitudy kmitů, fyzicky jej realizovat a na funkčním obvodu následně změřit jeho základní vlastnosti. Vzhledem k tomu, že zadání umožňovalo vybrané zapojení realizovat na nepájivém kontaktním poli a čtyři z pěti uvedených principiálních zapojení jsou postaveny na stejném prvku, byla tato práce pojata jako srovnání různých variant oscilátorů, které využívají transkonduktanční zesilovače. Realizovány nakonec byly tři obvody vycházející z kapitol 4.2, 4.2 a 4.4.

Oscilátor se čtyřmi OTA realizovaný v rámci kapitoly 5.3 se, pro vyšší kmitočty z dosažitelného rozsahu, vyznačuje poměrně malým harmonickým zkreslením (cca 1 až 2%), v celém kmitočtovém rozsahu téměř lineární závislosti kmitočtu oscilací na řídicím napětí, avšak také horší stabilitou úrovně výstupního signálu a pouze 2,15 násobným přeladěním kmitočtu. Posledně jmenovaný nedostatek lze za určitých okolností zmírnit a dosáhnout tak 3,4 násobného přeladění kmitočtu oscilací.

Oscilátor se třemi OTA realizovaný v rámci kapitoly 5.4 se vyznačuje poměrně malým harmonickým zkreslením (do 3%) ve velké části dosažitelného kmitočtového pásma, téměř lineární závislosti kmitočtu oscilací na řídicím napětí a 2,65 až 4,2 násobným přeladěním kmitočtu. Výhodou je rovněž nižší počet aktivních bloků, což mírně snižuje náklady na vytvoření tohoto oscilátoru. Vzhledem k tomu, že toto řešení má všeobecně nejlepší vlastnosti ze zde zkoumaných zapojení, byla pro tento oscilátor navržena i deska plošných spojů a uvedena v příloze.

Oscilátor se čtyřmi OTA realizovaný v rámci kapitoly 5.5 se vyznačuje jasně nejširším pásmem přeladění oscilačního kmitočtu, kdy bez nutnosti přepnutí kapacity jsou pokryty tři řády (od jednotek $k\text{Hz}$ do jednotek MHz). Prakticky je toto zapojení však jen stěží použitelné neboť výstupní signál je v celém pásmu velmi silně zkreslený.

7 Seznam použitých zkratek a symbolů

ARC	Aktivní filtr RC
BOTA	Balanced Operation Transconductance Amplifier
CA	Current Amplifier
CC	Current Conveyor
CCVS	Current-Controlled Voltage Source
CCx	Current Conveyor x-Generation
CDTA	Current Differential Transconductance Amplifier
CFA	Current Feedback Amplifier
DDCC	Differential Difference Current Conveyor
DPS	Deska plošných spojů
DVCC	Differential Voltage Current Conveyor
FET	Field-Effect Transistor
GR	Gain Range
GSR	Gain Slew Rate
ICCx	Inverting Current Conveyor x-Generation
OPA	Operational Amplifier
OTA	Operation Transconductance Amplifier
SR	Slew Rate
UCC	Universal Current Conveyor
VCA	Voltage-Controlled Amplifier
VCCS	Voltage -Controlled Current Source
VCO	Voltage-Controlled Oscillator
VCVS	Voltage-Controlled Voltage Source

A	Napěťové zesílení
C	Kapacita
f_0	Oscilační kmitočet
f_T	Tranzitní kmitočet
G	Vodivost
g_m	Transkonduktance
$L(fm)$	Fázový šum
p	Laplaceův operátor
R	Odpor
R_{TR}	Transimpedance
V_N	Napěťový šum
β	Přenos zpětnovazebního obvodu
ω_0	Úhlový oscilační kmitočet

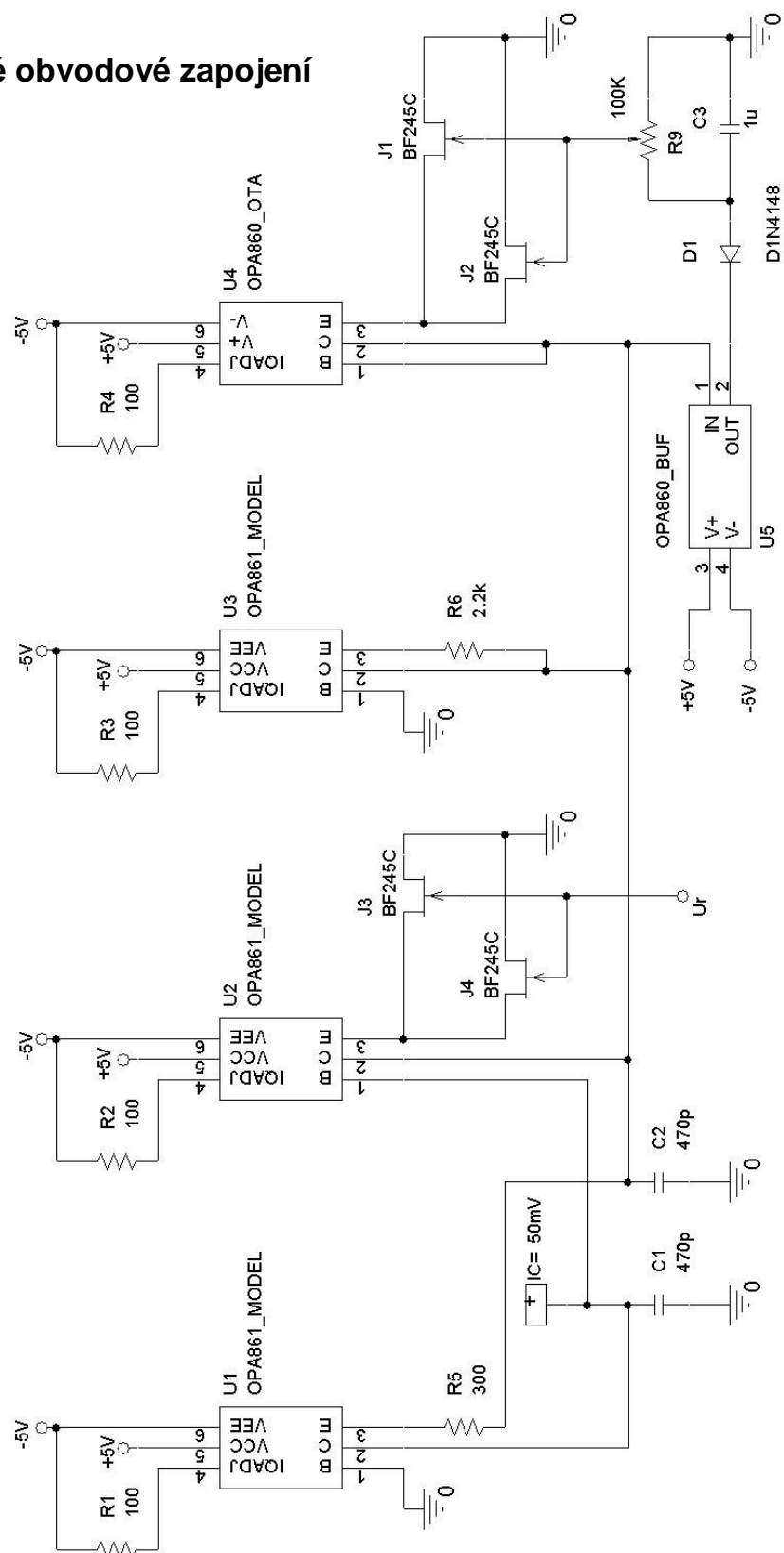
8 Seznam literatury a informačních zdrojů

- [1] DOSTÁL, J. *Operační Zesilovače*. Praha: BEN-technická literatura, 2005.
- [2] National Semiconductor: LMH6624. *Data Sheet 09/2005* [online]. Dostupné z: <<http://www.national.com/ds/LM/LMH6624.pdf>>
- [3] National Semiconductor: LMH6609. *Data Sheet 09/2005* [online]. Dostupné z: <<http://www.national.com/ds/LM/LMH6609.pdf>>
- [4] Texas Instruments: OPA846. *Data Sheet 06/2002* [online]. Dostupné z: <<http://focus.ti.com/lit/ds/symlink/opa846.pdf>>
- [5] Texas Instruments: OPA843. *Data Sheet 12/2002* [online]. Dostupné z: <<http://focus.ti.com/lit/ds/symlink/opa843.pdf>>
- [6] Analog Devices: AD8045. *Data Sheet 09/2004* [online]. Dostupné z: <http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD8045.pdf>
- [7] Maxim: MAX4304. *Data Sheet 10/1998* [online]. Dostupné z: <<http://datasheets.maxim-ic.com/en/ds/MAX4104-MAX4305.pdf>>
- [8] Burr-Brown: VCA610. *Data Sheet 01/1995* [online]. Dostupné z: <<http://www.chem.duke.edu/~boris/datasheets/VCA610.pdf>>
- [9] Texas Instruments: VCA810. *Data Sheet 08/2008* [online]. Dostupné z: <<http://focus.ti.com/lit/ds/symlink/vca810.pdf>>
- [10] National Semiconductor: LM13700. *Data Sheet 06/2004* [online]. Dostupné z: <<http://www.national.com/ds/LM/LM13700.pdf>>
- [11] Texas Instruments: OPA860. *Data Sheet 08/2008* [online]. Dostupné z: <<http://focus.ti.com/lit/ds/symlink/opa860.pdf>>
- [12] Burr-Brown: OPA660. *Data Sheet 06/2008* [online]. Dostupné z: <<http://focus.ti.com/lit/ds/sbos007/sbos007.pdf>>
- [13] MICHAL, V. *Vybrané vlastnosti obvodů pracujících v proudovém módu a napěťovém módu* [online]. Brno: University of Technology [cit. 24.4. 2009]. Dostupné z: <<http://www.postreh.com/vmichal/articles/current%20and%20voltagea%20feedback%20amplifiers.pdf>>
- [14] Linear Technology: LT1395. *Data Sheet* [online]. Dostupné z: <<http://www.linear.com/pc/downloadDocument.do?name=139567fc.pdf>>
- [15] Linear Technology: LT1228. *Data Sheet* [online]. Dostupné z: <<http://www.linear.com/pc/downloadDocument.do?name=1228fc.pdf>>
- [16] Texas Instruments: OPA684. *Data Sheet 07/2008* [online]. Dostupné z: <<http://focus.ti.com/lit/ds/symlink/opa684.pdf>>
- [17] Texas Instruments: OPA691. *Data Sheet 07/2008* [online]. Dostupné z: <<http://focus.ti.com/lit/ds/symlink/opa691.pdf>>
- [18] BEČVÁŘ, D., VRBA, K. *Univerzální proudový konvektor* [online]. Electorevue 07/2000 [cit. 27.4. 2009]. Dostupné z: <<http://www.elektrorevue.cz/clanky/00007/index.html>>

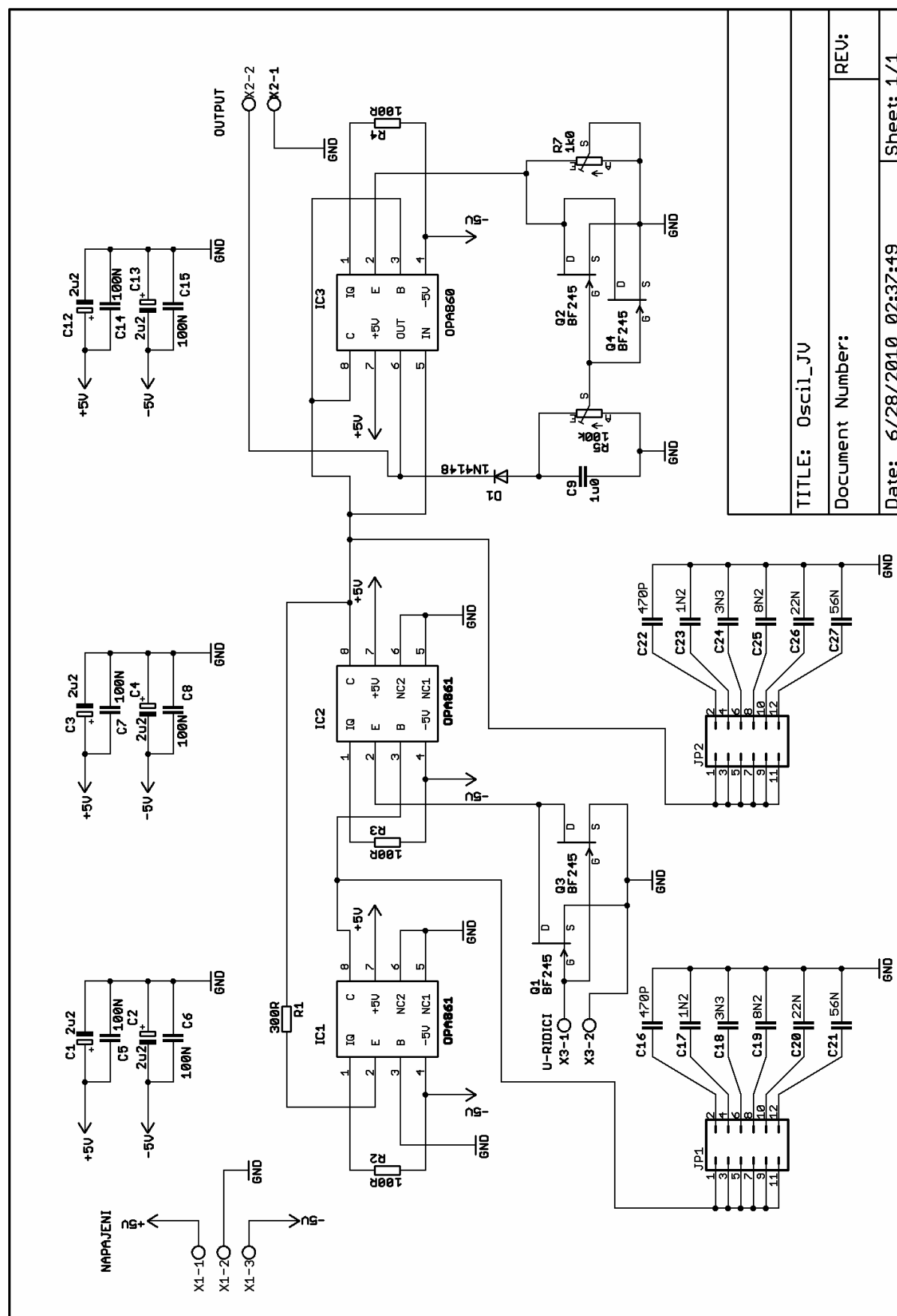
- [19] BEČVÁŘ, D. *Struktury proudových konvektorů a jejich vlastnosti* [online]. Electorevue 01/2000 [cit. 27.4. 2009]. Dostupné z: <<http://www.elektrorevue.cz/clanky/01001/index.html>>
- [20] HANUS, S. *Vysokofrekvenční a mikrovlnná technika*. Brno: FEKT VUT, 2004.
- [21] KOUDELKA, P. *Generátory a oscilátory* [online]. Mělník: ISŠT [cit. 29.4. 2009]. Dostupné z: <<http://www.isstechn.cz/objekty/generatory-a-oscilatory.doc>>
- [22] NACAROGLU, A., ERCELEBI, E. *Effects of Parasitic Elements on Oscillation Frequency of OTA-C Sinusoidal Oscillators* [online]. Gaziantep: University of Gaziantep [cit. 1.5. 2009]. Dostupné z: <<http://journals.tubitak.gov.tr/elektrik/issues/elk-99-7-1-3/elk-7-1-3-4-97030.pdf>>
- [23] DE LIMA, J. A., Ercelebi, E. *A Linearly-Tunable OTA-C Sinusoidal Oscillator for Low-voltage Applications* [online]. Guaratinguetá: Universidade Estadual Paulista [cit. 30.4. 2009]. Dostupné z: <<http://www.feg.unesp.br/~lvdi/data/1168.pdf>>
- [24] LINARES-BARRANCO, B., RODRIGUEZ-VAZQUEZ, A., HUERTAS, J. L., *Generation, design and tuning of OTA-C high-frequency sinusoidal oscillators* [online]. IEE proceedings-G, vol.139 [cit. 26.11. 2009]. Dostupné z: <<http://www2.imse-cnm.csic.es/~bernabe/iee92.pdf>>
- [25] WU, D.-S., LIU, S.-I., SHIH, Ch.-S. *Sinusoidal oscillator with single element control using a current-feedback amplifier* [online]. INT. J. Electronics. [cit. 28.12. 2009]. Dostupné z: <http://www2.ee.ntu.edu.tw/~ec1/Professor/ije94dec_1.pdf>
- [26] BELZA, J. *Operační zesilovače pro obyčejné smrtelníky*. Praha: BEN-technická literatura, 2004.
- [27] BIOLEK, D. *Řešíme elektronické obvody aneb kniha o jejich analýze*. Praha: BEN-technická literatura, 2004.
- [28] Analog Devices: AD844. *Data Sheet 02/2009* [online]. Dostupné z: <http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD844.pdf>
- [29] ŠOTNER, R. *Studium ARC oscilátorů s elektronickým laděním* [online]. Brno: VUT [cit. 2.1. 2010]. Dostupné z: <<http://www.elektrorevue.cz/cz/clanky/communication-technology-5/0/studium-arc-oscilatoru-s-elektronickym-ladenim/>>
- [30] Siemens: BF 245. *Data Sheet* [online]. Dostupné z: <<http://www.datasheetcatalog.org/datasheet/siemens/BF245C.pdf>>
- [31] Analog Devices: MLT07. *Data Sheet* [online]. Dostupné z: <<http://www.experimentalistsanonymous.com/diy/Datasheets/MLT04.pdf>>
- [32] Analog Devices: AD734. *Data Sheet 1999* [online]. Dostupné z: <http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD734.pdf>
- [33] Analog Devices: AD834. *Data Sheet 2008* [online]. Dostupné z: <http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD834.pdf>

A Oscilátor se čtyřmi OTA

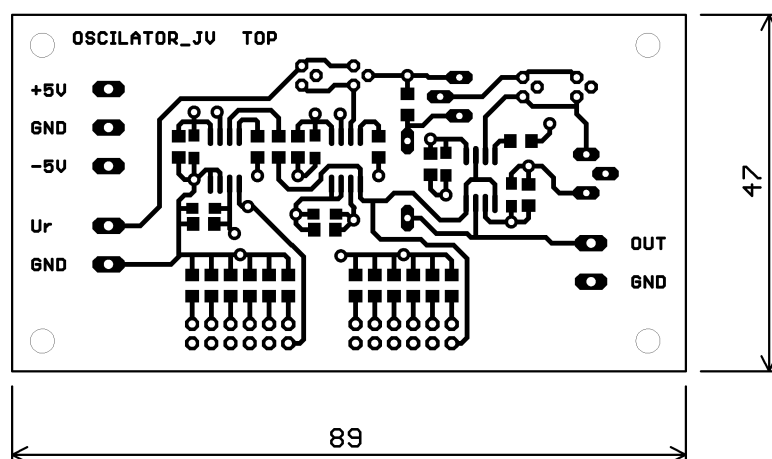
A.1 Celkové obvodové zapojení



B.2 Kompletní obvodové zapojení pro návrh DPS

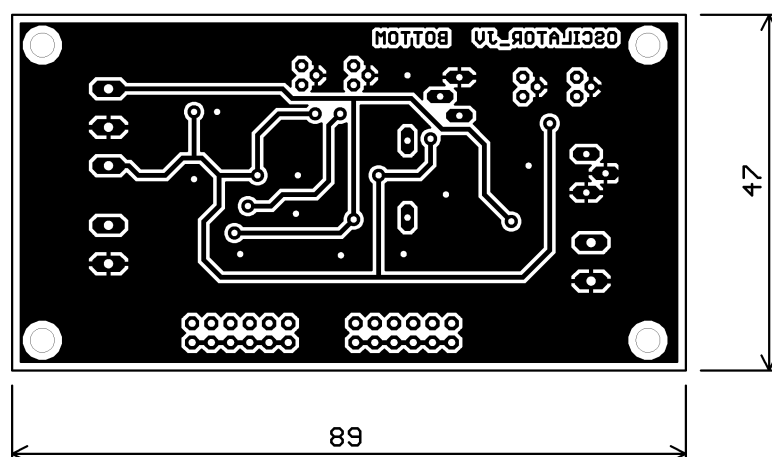


B.3 Deska plošného spoje – top



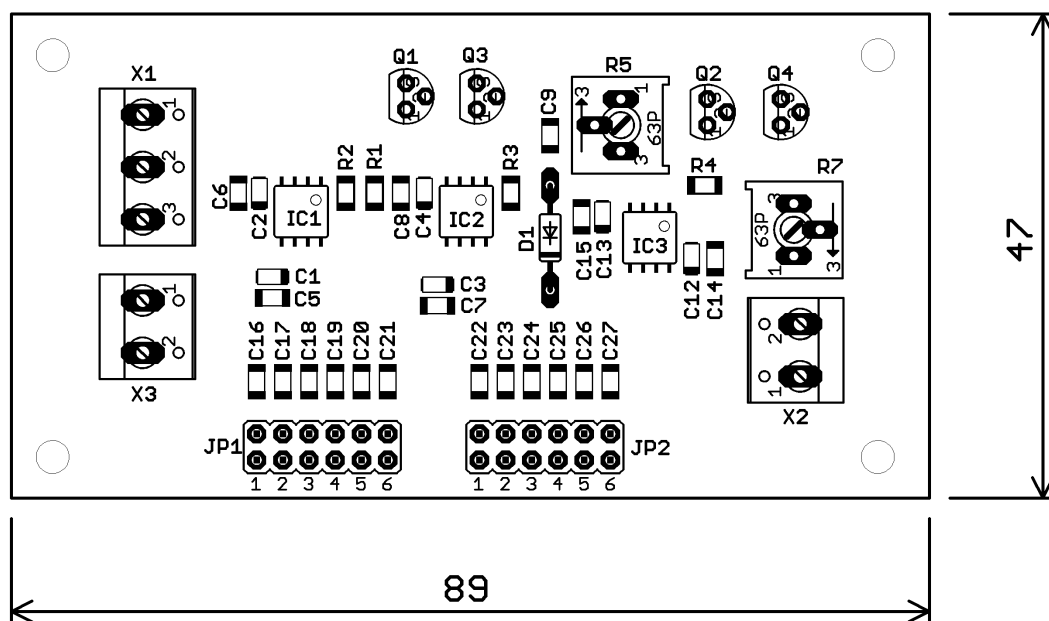
Rozměr desky 89 x 47 [mm], měřítko M 1:1

B.4 Deska plošného spoje – bottom



Rozměr desky 89 x 47 [mm], měřítko M 1:1

B.5 Osazovací výkres



B Oscilátor využívající čtyři prvky OTA

C.1 Celkové obvodové zapojení

